GIOGHI 70°-90°

TRASFORMATORI LINEA 70°-90°

TRAPPOLE JONICHE 40°-70° GAUSS

MILANO - VIALE BRENTA, 29

GELOSO

nuovi
prodotti
descritti
nel

Bollettino Tecnico Geloso N. 61-62

Sintonizzatore FM 88 ÷ 108 MHz G 532 FM ● Ricevitore FM G 191-R ● Ricevitore FM G 192-R ● Ricevitore AM (OC e OM) e FM G 385-R ● Amplificatore ad Alta Fedeltà G 232-HF ● Amplificatore di potenza 50 watt G 260-A ● Centralino amplificatore per 10 altoparlanti G 1510-C ● Centralino amplificatore per 20 altoparlanti G 1520-C ● Mobiletto fonografico a 3 velocità N. 1517 ● Mobiletto fonografico a 78 giri N. 1519 ● Altoparlanti a colonna di 10 o 20 watt ● Gruppi RF per Modulazione di Frequenza ● Altoparlanti da usare in unione ad amplificatori ad Alta Fedeltà ● Ancoraggi multipli e cornicette per scale di sintonia.

CENTRALINO G 1520-C con mobiletto fonografico

CENTRALINO G 1510-C

Tutti questi nuovi prodotti sono descritti nel Bollettino Tecnico Geloso N. 61-62 che sarà gratuitamente inviato a tutti coloro che sono iscritti nell'apposito schedario.
Per essere iscritti basta farne richiesta inviando anche L. 150 a copertura delle spese d'iscrizione. L'invio della somma deve essere fatto mediante vaglia postale o versamento sul C.C. postale n. 3/18401 intestato alla Soc. p. Az. GELOSO, Viale Brenta 29, Milano 808.

AMPLIFICATORE ALTA FEDELTÀ G 232-HF

RICEVITORE AM-FM G 385-R

RICEVITORE FM G 192-R

RICEVITORE FM G 191-R

Le bobinatrici MARSILLI trovano la massima preferenza presso i grandi Stabilimenti italiani ed esteri.

Bobinatrici Marsilli

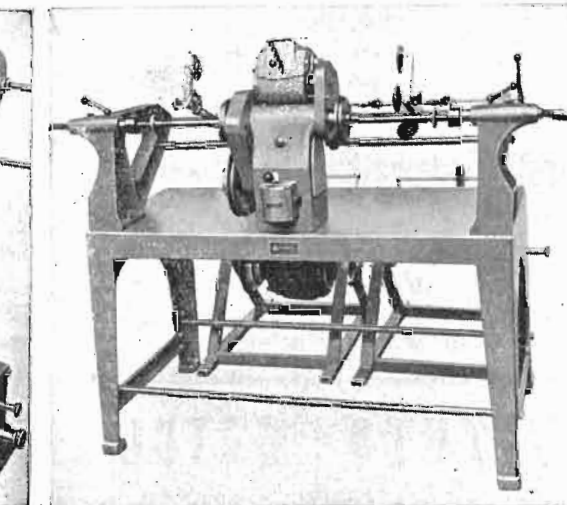
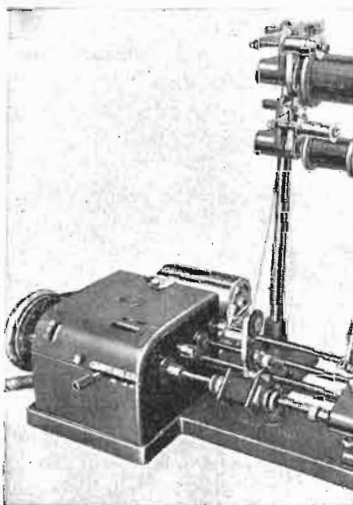
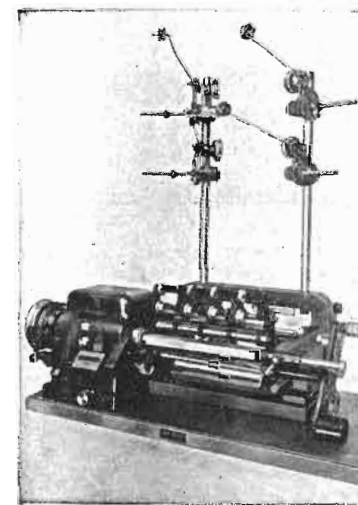
TORINO - VIA RUBIANA, 11 - Telef. 73.827

.....Esportazioni nel mondo

MACCHINE PER AVVOLGIMENTI PARTI RADIO

MACCHINE PER AVVOLGIMENTI DI ELETTROTECNICA, ILLUMINAZIONE E TELEFONIA

MACCHINE PER L'AVVOLGIMENTO DI PARTI ELETTRICHE PER AUTO

Macchine Avvolgitrici di alto rendimento

La miglior produzione della Ditta Marsilli sarà esposta al 5° Salone Internazionale della Tecnica a Torino, dal 28 Settembre al 9 Ottobre 1955

Per una sempre maggiore comodità di ascolto dei programmi radio - televisivi

Non è raro il caso in cui si debba ascoltare la radio o la televisione mentre un familiare riposa nella stanza. Il timore di arrecargli fastidio ci impedisce così di godere del tanto atteso programma di musica, ovvero di udire lo svolgimento della partita in cui è impegnata la squadra prediletta, ovvero ancora di seguire il commento sonoro di un film trasmesso per televisione. Un problema ancora più spinoso è quello dell'ascolto della radio o del televisore da parte del debole di udito. Qui il problema è aggravato dal fatto che il debol e di udito non può ascoltare i programmi sonori che quando il volume dell'apparecchio è spinto al massimo o quasi, e ciò comporta sempre un notevole fastidio per i familiari e i vicini di casa che sono costretti ad udire il frastuono della radio «a tutto volume».

Fortunatamente a tutto ciò vi è oggi un rimedio grazie all'

ADAPHONE

l'adattatore acustico per apparecchi radio e per televisori che consente di seguire i programmi *al livello sonoro desiderato, ma senza che ciò possa causare alcun disturbo ai familiari.*

L'ADAPHONE viene posto su un bracciolo della poltrona o sul tavolo, mentre una piccola manopola permette di scegliere il volume sonoro più conveniente.

L'apparecchio, di semplicissimo uso, consente una estrema chiarezza nell'ascolto. I rumori che si producono nella stanza non vengono raccolti dall'ADAPHONE, che incorpora inoltre un

controllo automatico di volume

atto a «comprimere» le intensità troppo elevate smorzando automaticamente i suoni che potessero dare fastidio all'ascoltatore.

L'ADAPHONE non consuma batterie, nè corrente elettrica, nè valvole termoioniche, nè abbisogna di manutenzione alcuna. Il costo di funzionamento è quindi *zero!*

L'ISTITUTO MAICO PER L'ITALIA, distributore per l'Italia dei famosi MAICO, apparecchi acustici per deboli di udito, è a vostra completa disposizione per preventivi ed ogni delucidazione.

ISTITUTO MAICO PER L'ITALIA

Agenzie Maico in Italia:

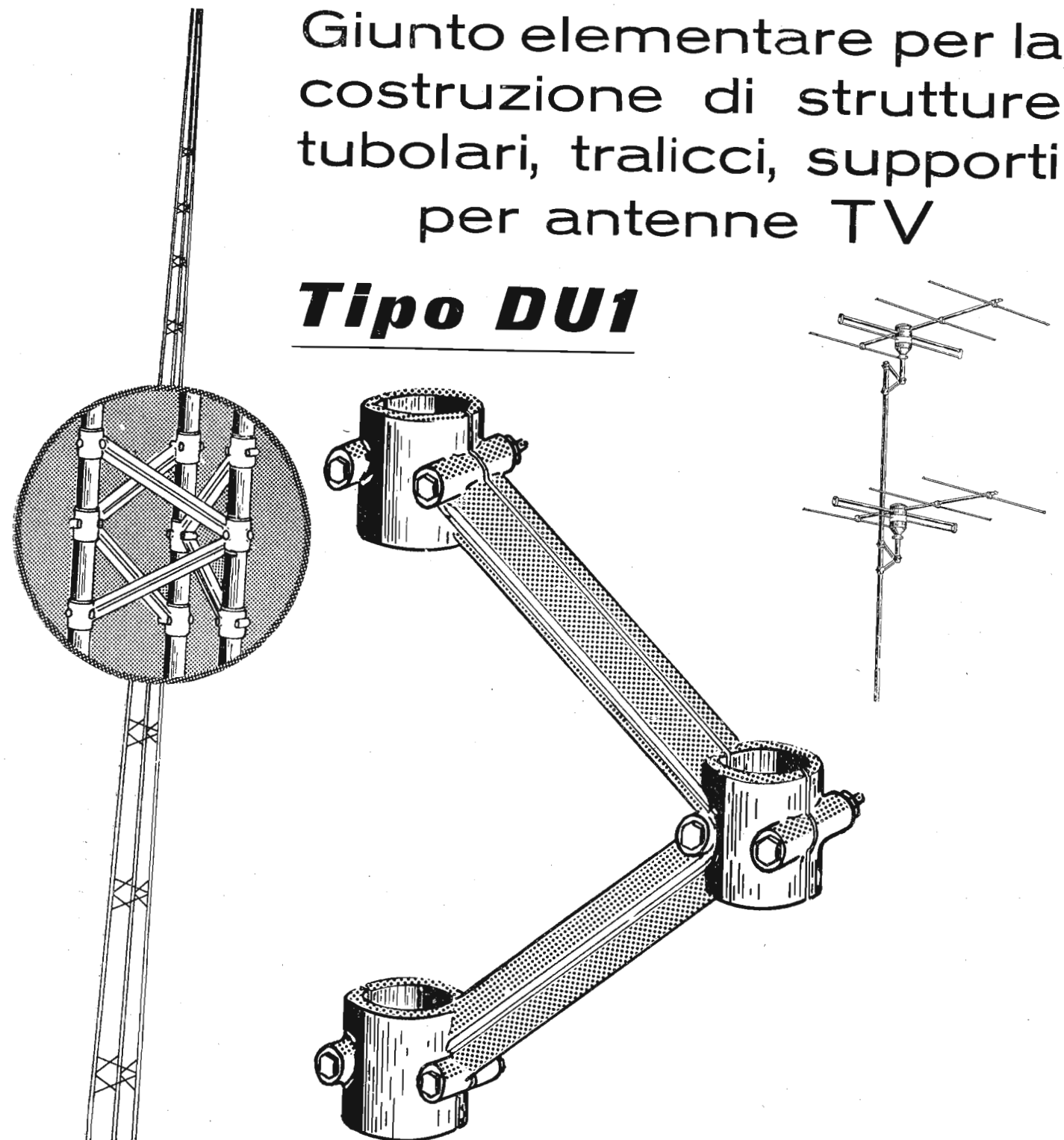
TORINO - Corso Magenta 20 - tel. 41.767; BRESCIA - Via Solferino, 28 - tel. 46.09; NOVARA - Piazza Gramsci, 6; PADOVA - Via S. Fermo, 13 - tel. 26.660; TRIESTE - Piazza Borsa, 3 - tel. 90.085; GENOVA - Piazza Corvetto, 1-4 - tel. 85.558; BOLOGNA - Via Farini, 3 - tel. 25.410; FIRENZE - Piazza Salterelli, 1 - tel. 298.339; ROMA - Via Romagna, 14 - tel. 470.126; NAPOLI - Corso Umberto, 90 - tel. 24.961-28.723; PALERMO - Via Mariano Stabile, 136 - Palazzo Centrale - 1° piano - tel. 13.169; CAGLIARI - Piazza Jenne, 11, Dep. Farmacia Maffiola; BARI - Piazza di Vagno, 42 - tel. 11.356; CATANIA - Viale XX Settembre, 11;

LIONELLO NAPOLI

MILANO - Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

ANTENNE PER TELEVISIONE

Giunto elementare per la costruzione di strutture tubolari, tralicci, supporti per antenne TV

Tipo DU1

Elettrocostruzioni CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36 - Tel. 4102 | MILANO - Via C. dei Fante, 14 - Tel. 383371

GENOVA - Via Caffaro, 1 - Telefono 290-217
FIRENZE - Via P. Rossa, 6 - Telefono 298-500
NAPOLI - Via S. Maria Ognibene, 10 - Tel. 28-341
CAGLIARI - Viale S. Benedetto - Telefono 51-14
PALERMO - Via Rosolino Pilo, 28 - Tel. 13-385

NUOVO ANALIZZATORE ELETTRONICO

Mod. ANE-102

5

PUNTI CHE LO DISTINGUONO

- 21 Portate
- Massima precisione
- Praticità d'uso
- Minimo ingombro
- *BASSO PREZZO*

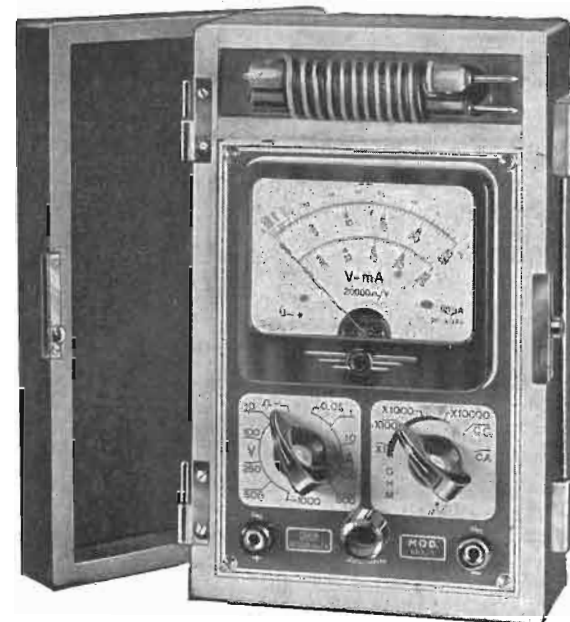
CONSEGNE PRONTE

RAPPRESENTANZE ELETTROTECNICHE INDUSTRIALI

CORSO MAGENTA 84 - TELEFONO 49.62.70

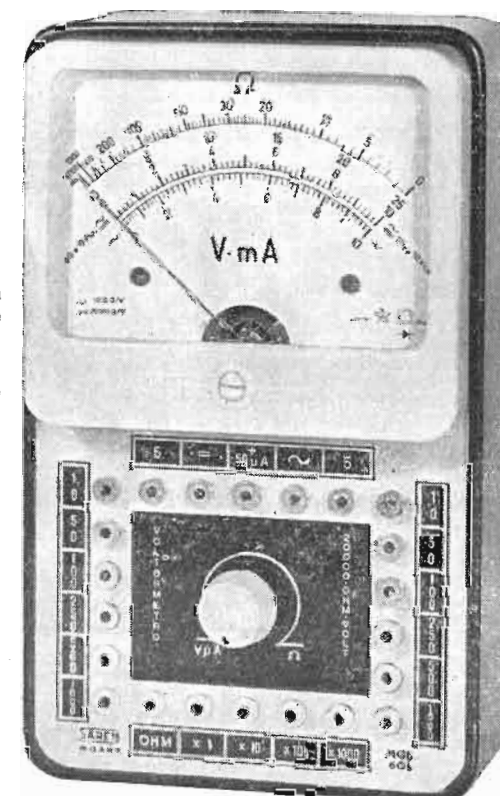
- **MATERIALI ISOLANTI**
- **FILI SMALTATI**
- **CAVI E CONDUTTORI ELETTRICI**
- **CAVI PER IMPIANTI TELEVISIVI**

OFFERTE E LISTINI A RICHIESTA

ANALIZZATORE Mod. 603 - 20.000 Ohm - Volt

Caratteristiche:

- VOLT C.C.: Sensibilità 20.000 ohm - V - 10 - 100 - 250 - 500 - 1000
- VOLT C.A.: Sensibilità 1000 ohm - V - 10 - 100 - 250 - 500 - 1000
- MA C.C.: 0,05 - 1 - 10 100 - 500
- OHM: 5000 - 50.000 - 500.000
- 5 M - ohm - 50 M - ohm
- CLASSE ± 2%
- GARANZIA: mesi 12

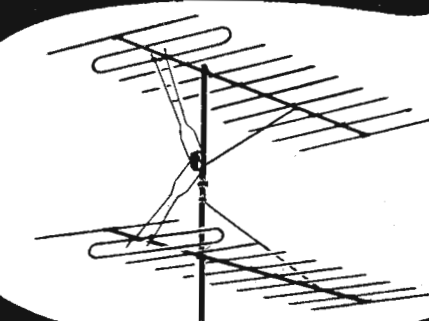
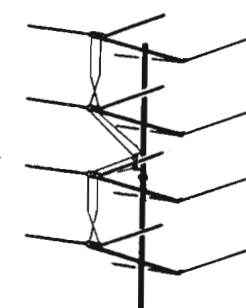
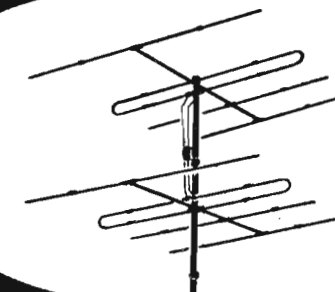
PREZZO L. 17.000

ANALIZZATORE Mod. 605 - 20.000 Ohm - Volt

Caratteristiche:

- 19 portate
- Alta sensibilità e precisione
- Formato tascabile
- Massima praticità d'uso
- Scale ad ampio raggio

PREZZO L. 13.000

In vendita presso i migliori rivenditori e a Milano presso la ditta A.L.I. - Via Lecco 16

MILANO - Via Grossich, 16 - Tel. 29.63.85

Rappresentante generale:

Ing. OSCAR ROJE

VIA TORQUATO TASSO, 7 - **MILANO** - TEL. 432.241 - 462.319

TRIO SIMPLEX

APPARECCHI DI COMUNICAZIONE AD ALTA VOCE

Novate Milanese - MILANO - Tel. 970.861/970.802

APPARECCHIO SECONDARIO

L'apparecchio TRIO SIMPLEX consente di eseguire un impianto con un apparecchio principale (L. 25.000) e uno, due, o tre apparecchi secondari. Questi ultimi possono essere o del tipo normale, quindi con risposta automatica SO (cad. 9.000) o del tipo riservato quindi con risposta a comando SO/B (cad. L. 10.300). La chiamata da parte del secondario è effettuata alla voce. Il trio Simplex combinazione è composto di due apparecchi (1 principale e 1 secondario) e di 15 metri di cavo. - Costa **L. 34.000.**

La Nova produce pure gli apparecchi TRIO K per l'esecuzione di impianti complessi e di chiamata persone. É fornitrice della Marina da guerra Italiana.

CHIEDETECI INFORMAZIONI - PROSPETTI - PREVENTIVI

APPARECCHIO PRINCIPALE

Inviando a

MILANO - VIA PETRELLA, 6

L. 350 in francobolli, mandiamo franco di spesa, le istruzioni dettagliate per il miglior televisore G. B. C. 1700 e le ns. ultime pubblicazioni

Non perdete tempo!

Nome ....

Cognome ....

Via ....

Città .... Provincia ....

A II

Testers analizzatori - capacimetri - misuratori d'uscita

MODELLO BREVETTATO 630 "ICE" E MODELLO BREVETTATO 680 "ICE"
Sensibilità 5.000 Ohms x Volt — **Sensibilità 20.000 Ohms x Volt**

Essi sono strumenti completi, veramente professionali, costruiti dopo innumerevoli prove di laboratorio da una grande industria. Per le loro molteplici caratteristiche, sia tecniche che costruttive **essi sono stati brevettati sia in tutti i particolari dello schema elettrico come nella costruzione meccanica** e vengono ceduti a scopo di propaganda ad un prezzo in concorrenza con qualsiasi altro strumento dell'attuale produzione sia nazionale che estera!

Il modello 630 presenta i seguenti requisiti:

— Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5000 Ohms x Volt) **27 portate differenti**

— **Assenza di commutatori sia rotanti che a leva!!!** Sicurezza di precisione nelle letture ed eliminazione di guasti dovuti a contatti imperfetti!

— **Capacimetro con doppia portata** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).

— **Misuratore d'uscita** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standar internazionale 0 dB = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.

— **Misure d'intensità** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.

— **Misure di tensione sia in C. C. che in C. A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti.

— **Ohmmetro** a 5 portate (x1x10x100x1000x10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 ohm, massimo **100 « cento » megaohms!!!!).**

— Strumento con ampia scala (mm. 83 x 55) di facile lettura.

— Dimensioni mm. 96 x 140; **Spessore massimo soli 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

Il modello 680 è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C. C. di 20.000 ohms per Volt.** Il numero delle portate è ridotto a 25 compresa però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630 L. 8.860 !!!

Tester modello 680 L. 10.850 !!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali manuale d'istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns stabilimento. A richiesta astuccio in vinilpelle L. 480.

ICE **INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE**
Milano (Italy) - Viale Abruzzi 38-Tel. 200.381 - 222.003

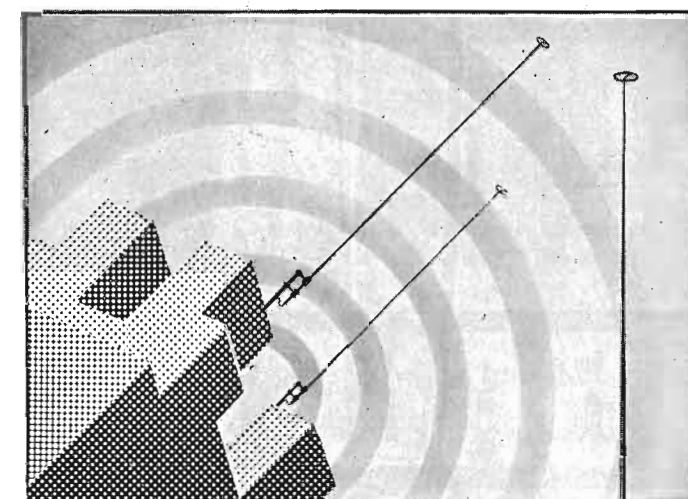
LA RADIOTECNICA

di Mario Festa

Valvole per industrie elettroniche
Valvole per industrie in genere
Deposito Radio e Televisori Marelli

Valvole per usi industriali a pronta consegna

- MILANO -
Via Napo Torriani, 3
Tel. 661.880 - 667.992

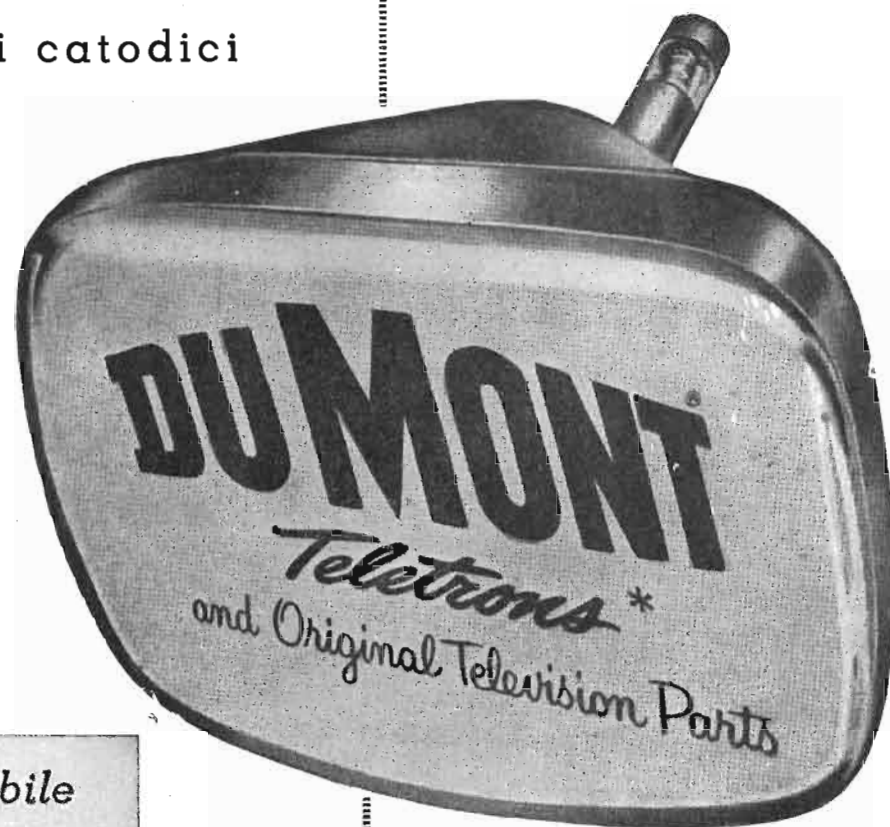
TRAM 2 7 16 20 28 (vicino alla Stazione Centrale)

Gli impianti radiofonici DUCATI sono stati creati per eliminare i disturbi parassitari dalla ricezione radiofonica a cui infatti conferiscono **potenza** di ricezione e purezza di riproduzione, il sostegno del Radiostilo si presta perfettamente alla installazione contemporanea dell'antenna TV di qualsiasi tipo.

Cavi coassiali Ducati - Accessori

Concessionario

Ditta RINALDO GALLETTI
Corso Italia, 35 - MILANO - Telefono 30.580

la più grande produzione del mondo

di tubi a raggi catodici

di qualità imbattibile
a prezzi imbattibili

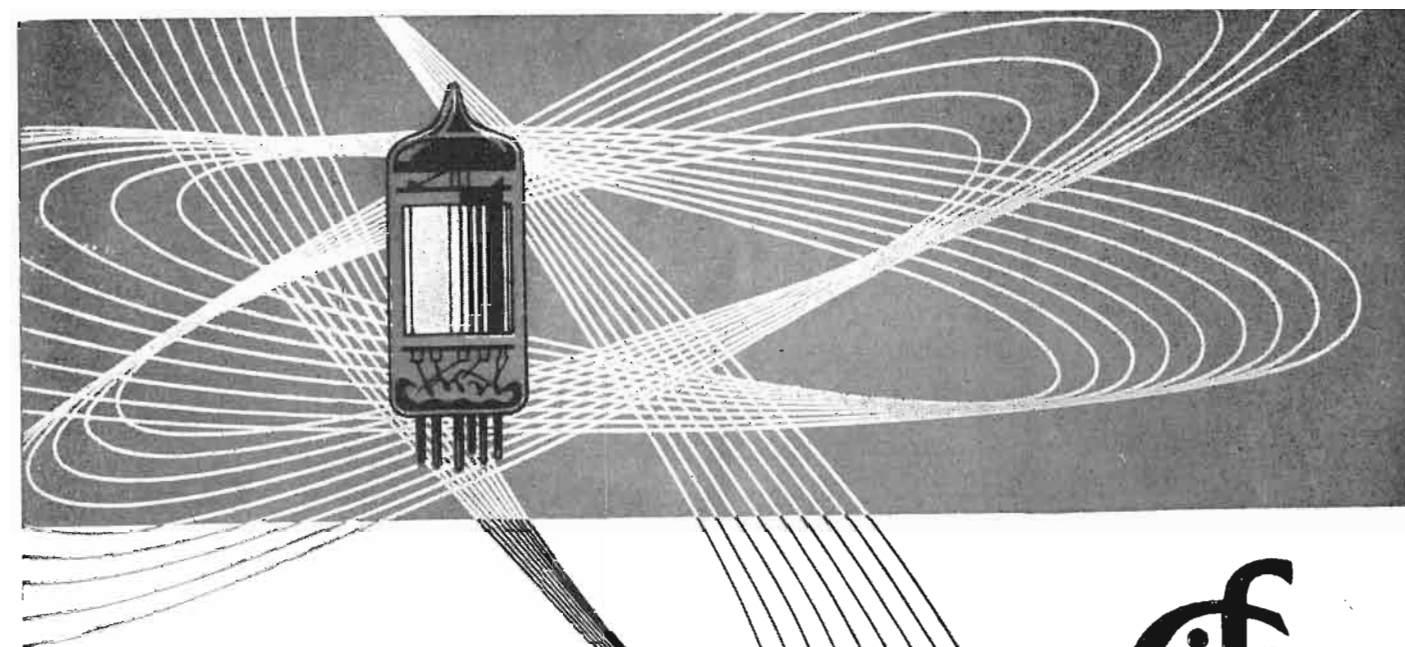
da :

GALBIATI

MILANO - Via Lazzaretto 17 - Tel. 664.147

distributori **DU MONT**

TYPE	BULB	FOCUS
17 BP 4A	Sph	M
17 H/R P4	Sph	E-Lv.
17 L/V P4	Cy	E-Lv.
17 KP 4	Sph	Auto 65 %
19 AP 4A	Sph	M-66 %
20 CP 4	Sph	M-66 %
20 CP 4A	Sph	M-66 %
20 L/H P4	Sph	E-Lv.
20 JP 4	Sph	Auto
21 AL P4	Sph	E-Lv. - 90°
21 AU P4	Sph	E-Lv. - 72°
21 AV P4	Sph	E-Lv. - 72°
21 AW P4 A	Sph	M - 72°
21 EP 4A	Cy	M
21 FP 4A	Cy	E-Lv.
21 KP 4A	Cy	Auto
21 WP 4	Sph	M
21 XP 4	Sph	E-Lv.
21 YP 4	Sph	E-Lv.
21 ZP 4A	Sph	M
24 CP 4	Sph	M
24 DP 4	Sph	E-Lv.
ALUMINIZED TYPE		
17 BP 4B	Sph	M
21 ALP 4A	Sph	E-Lv. - 90°
21 AUP 4A	Sph	E-Lv. - 72°
21 AVP 4A	Sph	E-Lv. - 72°
21 AW P4	Sph	M - 72°
21 EP 4B	Cy	M
21 FP 4C	Cy	E-Lv.
21 WP 4A	Sph	M
21 XP 4A	Sph	E-Lv.
21 YP 4A	Sph	E-Lv.
21 ZP 4B	Sph	M
24 CP 4A	Sph	M
24 DP 4A	Sph	E-Lv.
21 AT P4	Sph	E-Lv. - 90°

SKOFEL ITALIANA MILANO
V. F.lli GABBA, 1

LA VALVOLA EUROPEA DI QUALITA'

VALVOLE " **MEDIUM** " (Rimlok E-U)
VALVOLE " **9 BROCHES** " (Noval)
VALVOLE " **TELEVISION** " (per TV)
VALVOLE in miniature
VALVOLE per trasmissione
VALVOLE per apparecchi a batteria
VALVOLE speciali e professionali

cifte

Compagnie Industrielle Française des Tubes Electroniques

COMPAGNIE DES LAMPES MAZDA - CLAUDE PAZ & SILVA - FOTOS - VISSEAUX

Agenzia per l'Italia:

RADIO & FILM - MILANO - Via S. Martino, 7 - Telefono 33.788 ● TORINO - Via Andrea Provana, 7 - Telefono 82.366

COMUNICATO

RADIO E FILM MILANO - Via S. Martino 7 tel. 33788
TORINO - Via A. Provana 7 tel. 82366

comunica alla affezionata clientela che ha assunto l'esclusività per l'Italia per la vendita delle valvole radio e tubi per televisione per conto della **C. I. F. T. E.** (COMPAGNIE INDUSTRIELLE FRANÇAISE DES TUBES ELÉCTRONIQUES) gruppo commerciale costituito espressamente per la vendita all'estero dei prodotti della COMPAGNIE DES LAMPES - **MAZDA** in collaborazione con le altre industrie francesi produttrici di valvole.

TORINO
Via Giacinto Collegno 22
Telefono N. 77.33.46

MEGA RADIO

MILANO
Foro Buonaparte N. 55
Telefono N. 86.19.33

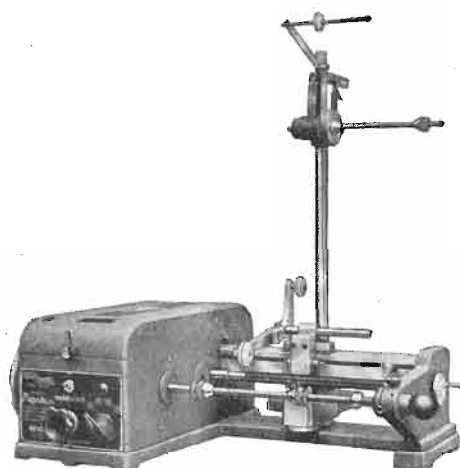
Generatore di segnali
(Sweep Marker)
Mod. 106-A - Serie TV

Oscillografo a larga banda
Mod. 108-A - Serie TV

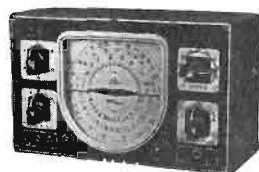
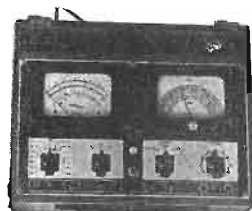
Videometro
(Generatore di barre)
Mod. 102 - Serie TV

Avvolgitrici "MEGATRON,,

Brevetti internaz. Produzione 1955 - 1956

Serie ORO

Avvolgitrici lineari da 1 a 6 carrelli per lavorazioni di serie; **LINEARI A NIDO D'APE; LINEARI** per la **LAVORAZIONE DEI FILI CAPILLARI; LINEARI** per la **LAVORAZIONE DEI FILI CAPILLARI** con **COMPLESSO PER LA DECRESCENZA** dell'avvolgimento.
Le nostre Avvolgitrici sistema **MEGATRON**, impiegano per la traslazione del carello e per l'inversione di marcia, sia manuale che automatica, un **COMPLESSO ELETTROMAGNETICO**. Esso ha permesso di eliminare definitivamente gli antiquati sistemi **MECCANICI E TUTTI GLI INCONVENIENTI** da questi derivati. **MEGATRON** è sinonimo di perfezione tecnica, silenziosità d'uso, alta velocità di lavoro; è l'avvolgitrice reata per Voi.
c
NESSUNA AVVOLGITRICE PUO' DARVI LE PRESTAZIONI DELLA MEGATRON.

Analizzatore « Pratical »

analizzatore « T.C. 18 D »

Oscillatore modulato « C.B.V. »

« Combinat »
(Complesso analizzatore oscillatore)

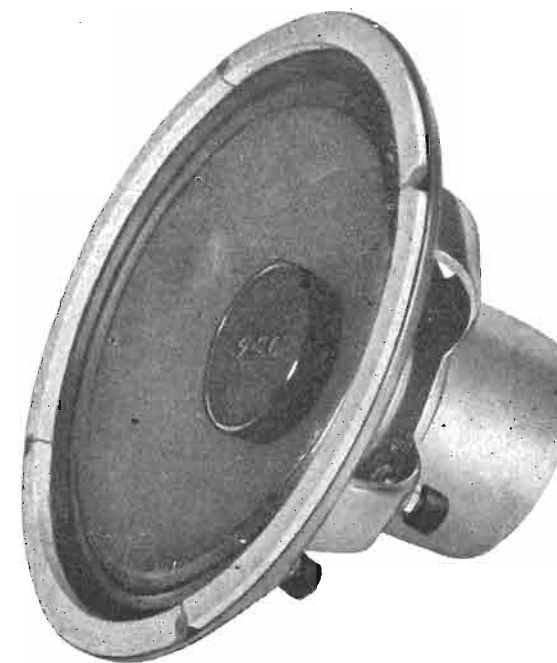
Grid Dip Meter
Mod 112-A - Serie TV

Voltmetro elettronico
Mod. 104-A

Super Analizzatore « Constant »
Mod. 101 - Serie TV

« P.V. 20 D » Provavalvole

Per gli strumenti che Vi interessano, siete pregati di chiederci la particolare documentazione tecnica

Visitateci alla XXI mostra, Radio e Televisione - posteggio 26 (lato sinistro dagli ingressi principali)

Altoparlante
A CONO METALLICO
per riproduzioni ad alta fedeltà G.E.C. Mod. BCS 1851

DATI TECNICI

Campo di frequenza	30/20.000 c/s
Massima potenza istantanea ..	12 Watt
Potenza normale di esercizio	6 Watt
Frequenza di risonanza	Molto bassa (meno di 2 db a 45/55 c/s)
Diametro della bobina mobile	1" (2,54 m/m)
Impedenza della bobina mobile	4 Ohm a 400 c/s
Flusso nel traferro	13.500 Gauss
Diametro massimo...........	mm 20,30
Profondità massima	mm 11,40
Peso	Kg 1,540

DIODI AL GERMANIO G. E. C.

CARATTERISTICHE COMUNI:

Corrente diretta (continua)	50 mA max
Corrente di cresta (sinusoidale)	100 mA max
Corrente di cresta (brevi impulsi ricorrenti ...	200 mA max
Sovraccarico occasionale (1 secondo)	0,5 A max
Dissipazione con tensione inversa	200 mW max

CAPACITÀ : 0,2 pF min, 0.7 pF media, 1,0 pF max.

Tipo	UTILIZZAZIONE	Tensione inversa
GEX 00	Rivelatore	5 V
GEX 34	Riv. audio	60 V
GEX 35	Riv. video	30 V
GEX 36	Miscelatore. Per modulatori telefonici	
GEX 45/1	Riv. a media res. inv.	75 V
GEX 55/1	» » alta » »	75 V
GEX 54	» » » » »	100 V
GEX 54/3	....	120 V
GEX 54/4	....	170 V
GEX 55/5	....	220 V
GEX 56	Riv. ad altiss. res. inv.	
GEX 66	Miscelatore sino a 1000 Mc/s	
GEX 64	Modulatore a bassissima res. inversa	

TRANSISTOR A GIUNZIONE G. E. C.

TENSIONE MAX AL COLLETTORE		DISSIPAZIONE	CORRENTE	POTENZA D'USCITA 1 classe A	POTENZA D'USCITA 2 classe B
E w 51 (Contatto)	— 20 V	100 m w	— 15 m A		
E w 53 (Giunzione)	20 V	70 m w	50 m A	30 m w	150 m w
E w 58 »	10 V	70 m w	50 m A	30 m w	
E w 59 »	40 V	70 m w	50 m A	30 m w	200 m w

Rappresentanti esclusivi per l'Italia:

"MARTANSINI,, s. r. l. - Via F. Turati, 38 - **MILANO** - Telef. 667-858 - 665-317

8

AGOSTO 1955

XXVII ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile . dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari: VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227.

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » e la sezione « televisione » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa L. 250; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 2500 più 50 (2 %) imposta generale sull'entrata); estero L. 5000 più 100. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Editoriale

Televisione

Tecnica applicata

Circuiti

Rubriche fisse

Parliamo un po' del Colore

Di QUANDO in quando riaffiora attraverso notizie di provenienza estera la questione, TV a colori. Da noi però se ne parla in tono minore, direi quasi alla macchia perchè negli ambienti dirigenti dell'industria e del commercio della radio in Italia si teme che l'avvento del colore possa compromettere o disturbare la vendita dei televisori normali in bianco-nero.

Nulla di più errato. E lo dimostra il fatto che anche negli U.S.A. ove l'evoluzione della nuova tecnica della TV a colori è più avanzata, tali timori che in un primo tempo erano sorti anche colà, sono caduti completamente, tanto che le Associazioni di categoria hanno confermato questo stato di fatto in recenti comunicati ufficiali ai loro associati.

Perchè oggi nemmeno in America non si teme più la concorrenza del colore? Perchè proprio là dove è stata fatta la maggior propaganda e dove il pubblico ha potuto osservare le prime trasmissioni a colori ci si è accorti di due cose capitali:

1°) *L'attuale qualità di un'immagine a colori è molto inferiore a quella del cinema e delle riproduzioni tipografiche, che ormai affollano le numerosissime riviste ebdomadarie e ciò in contrasto con l'attuale TV in bianco-nero che, a parte il formato ridotto dello schermo, sostiene magnificamente il confronto di qualità col cinema e con le illustrazioni della stampa periodica.*

2°) *Il costo sproporzionatamente alto del televisore a colori nei rispetti del risultato fornito che, come si è detto sopra, è ancora molto modesto.*

E tale sproporzione è ancor più accentuata dal fatto che oggi i televisori in bianco-nero sono in continuo miglioramento di qualità, con prezzi sempre più bassi.

Le prime reazioni ufficiali del pubblico americano hanno per tanto dissipato come nebbia al sole tutte quelle apprensioni che ho accennato sopra, riportando la questione del colore nelle sue giuste proporzioni: cioè un nuovo servizio che ha bisogno di un certo numero di anni per passare dallo stato di larva a quello di adulto.

Vi saranno naturalmente, anzi sono necessari come sempre, i pionieri, gli amatori della novità assoluta, anche se ancora imperfetta, che acquisteranno e sperimenteranno i primi televisori a colori. E solo attraverso questo vaglio e tirocinio dell'esercizio pratico, fuori del laboratorio si potrà perfezionare ed affinare la tecnica della TV a colori per giungere ad un livello sufficientemente stabile ed efficiente dal lato commerciale.

Pertanto, anzichè nascondere con un pietoso e timoroso velo protettore l'evoluzione lenta ma certamente sicura della TV a colori, sarà bene che il pubblico si renda conto della reale possibilità di avere presto in casa propria un televisore a colori che possa, anche se con prezzo elevato, dare il godimento artistico di una trasmissione in bianco nero.

E di questo parere si sono dimostrati i dirigenti della B.B.C. inglese che hanno deciso di iniziare dal prossimo mese di settembre delle trasmissioni sperimentali di TV a colori, avvertendo il pubblico che di un vero e proprio programma di trasmissioni a colori se ne potrà eventualmente parlare non prima del 1958, se durante questo periodo di prove sperimentali si sarà giunti a risultati apprezzabili e comunque giudicabili dallo stesso pubblico e dai radio-costruttori.

Solo così, interessando progressivamente in uguale misura, il pubblico, l'industria e la R.A.I. si potrà giungere senza scosse all'affiancamento della TV a colori con quella in bianco-nero. Ho detto « affiancamento » perchè è facile presumere che, come nel cinema, il colore non ha affatto sostituito « in toto » il bianco nero, così la TV in bianco-nero non potrà scomparire, ma sarà sempre un fiero e temibile concorrente del colore.

Chi scrive queste note, ha avuto modo di osservare coi propri occhi le immagini televisive a colori di tutti i sistemi oggi esistenti nei vari Paesi del mondo.

Credetemi, che se anche l'interesse tecnico e l'ammirazione per l'ingegnosità e gli sforzi dello stuolo dei ricercatori che si affaticano da oltre un decennio per la soluzione di questo problema sono in me grandissimi, pure io non esiterei un istante ad iniziare il nostro pubblico alla TV a colori; mostrandola quale oggi essa veramente è: una scadente cartolina a colori od una cattiva stampa di rivistucola a basso prezzo.

L'innato gusto artistico del nostro pubblico porrà al suo giusto livello questa TV a colori che oggi impaurisce tanto molte persone, dando maggiore fiducia ed interesse alla nostra ottima TV in bianco-nero.

Ne riparleremo fra quattro o cinque anni.

A. BANFI

Il Controllo Automatico di Frequenza e di Fase (C.A.F.F.) - I Circuiti Volano

(parte settima)

dott. ing. Antonio Nicolich

Nei due precedenti articoli si è esaminato un sistema di controllo automatico di frequenza a modulazione di larghezza o a durata d'impulso e la condizione statica che si può presentare nel processo di regolazione. Qui se ne considera la condizione transitoria « dinamica ».

10. - CONDIZIONE TRANSITORIA « DINAMICA » DEL C.A.F.F. A DURATA D'IMPULSO.

NELLO SRIVERE la (42) si è detto che il valore medio della corrente anodica del rivelatore di fase alla frequenza di sincronismo vale $I_a\tau f_s$. Il circuito anodico del rivelatore comporta un'impedenza di carico costituita da un arco doppio formato dalla resistenza R_f in parallelo con una capacità C_f facente parte del filtro più volte ricordato. La corrente di valor medio $I_a\tau f_s$ scorre attraverso all'impedenza anodica e vi determina una caduta di tensione, che nella condizione statica per la quale i tre fattori I_a, τ e f_s sono costanti, vale $R_f I_a\tau f_s$, perchè in tal caso l'impedeza di carico si riduce alla sola resistenza R_f in corrente continua.

Nella condizione transitoria, che si verifica ogni volta

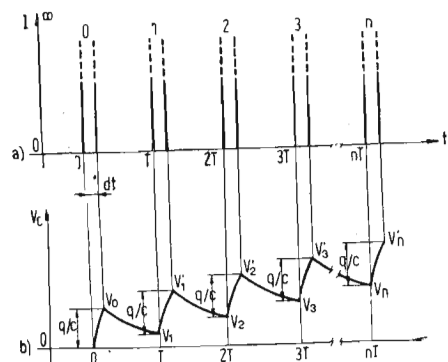



Fig. 43. - *a*) Impulsi di corrente applicati a R_f C_f in parallelo. *b*) Tensione V_c ai capi di R_f C_f.

che variano f_s o τ, per calcolare la tensione ai capi del carico R_fC_f in parallelo, si deve moltiplicare il valor medio variabile della corrente per l'impedenza operazionale di carico. Procediamo dunque al calcolo di questa.

Il valor medio della tensione ai capi di una resistenza R_f percorsa da una corrente ad impulsi variabili, di ampiezza I e di periodo T vale:

$$V = \frac{R_f}{T}\int Idt \qquad (59)$$

Questa tensione si manifesta pure agli estremi del gruppo R_fC_f in parallelo quando la larghezza dell'impulso è breve rispetto a T, astrazione facendo dalle componenti alternate non completamente eliminate dal filtro. Si applichi al circuito R_fC_f una serie di n impulsi di corrente ideali di durata infinitesima e di ampiezza infinita I come in fig. 43-*a*). La carica trasportata da ogni impulso è:

$$Q = \int I\,dt\,.$$

L'impulso O applicato all'istante $t = 0$ fornisce questa carica al condensatore C_f ai cui capi si manifesta istantaneamente la tensione $V = Q/C_f$ come mostra la fig. 43-*b*). Al cessare del primo impulso O e fino all'incidenza del secondo, il condensatore C_f si scarica sulla R_f secondo la nota legge esponenziale, per cui dopo il primo periodo T, la tensione si riduce al valore

$$V_2 = \frac{Q}{C_f}\exp(-T/R_fC_f)$$

In questo istante interviene l'impulso 1, che apporta un nuovo incremento di potenziale ancora uguale a Q/C_f, per cui la tensione totale V'_1 è la somma di questa quantità e di V_1:

$$V'_1 = V_1 + Q/C_f = Q/C_f[1 + \exp(-T/R_fC_f)]$$

Successivamente C_f si scarica su R_f e al tempo $t = 2T$ la tensione è diventata:

$$V_2 = V'_1\exp(-T/R_fC_f) =$$

$$= \frac{Q}{C_f}[1 + \exp(-T/R_fC_f)]\exp(-T/R_fCf) =$$

$$= \frac{Q}{C_f}[\exp(-T/R_fC_f) + \exp(-2\,T/R_fC]$$

Rinnovandosi ad ogni periodo T, l'applicazione di un impulso, che aggiunge il salto di tensione Q/C_f è chiaro che dopo il periodo n, la tensione si è ridotta a:

$$V_n = \frac{Q}{C_f}\sum_{1}^{n}{}_i\exp(-iT/R_fC_f)\,,$$

l'avvento dell'impulso n porta la tensione al valore:

$$V'_n = \frac{Q}{C_f}\left[1 + \sum_{1}^{n} i\exp(-iT/R_fC_f)\right]$$

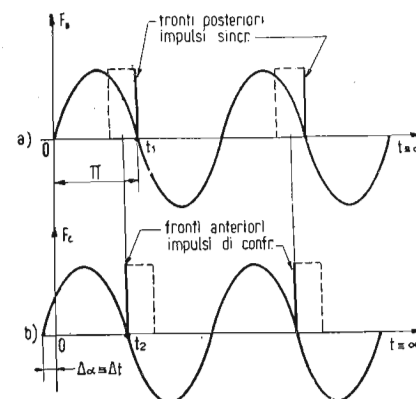



Fig. 44. - Funzioni sinoidali ausiliarie per il calcolo di τ. *a*) Funzione F_s a frequenza f_s di sincronismo; *b*) Funzione F_c a frequenza f_c di confronto.

Ricordando che la somma dei primi n termini di una progressione geometrica avente x per primo termine e la ragione y, è:

$$S = x(1 - y^n)/(1 - y)$$

ed essendo nel nostro caso

$$x = \frac{Q}{C_f}\exp(-T/R_fC_f)\;;\quad y = \exp(-T/R_fC_f)$$

le espressioni di V_n e V'_n diventano:

$$V_n = \frac{Q}{C_f}\exp(-T/R_fC_f)\left[\frac{1 - \exp(-nT/R_fC_f)}{1 - \exp(-T/R_fC_f)}\right] \qquad (60)$$

$$V_n = \frac{Q}{C_f}\left(\frac{1 - \exp[-(n+1)\,T/R_fC_f]}{1 - \exp(-T/R_fC_f)}\right) \qquad (61)$$

Allora il valor medio della tensione fra gli impulsi successivi di corrente $(n - 1)$ ed n, è valutabile così

$$V_{m\,d} = \frac{1}{T}\int_0^T V'_{n-1} - \exp(-t/R_fC_f)\,dt = \frac{Q}{TC_f}\cdot\frac{1 - \exp[-n\,T/R_fC_f]}{1 - \exp(-T/R_fC_f)}\cdot\int_0^T\exp(-t/R_fC_f)\,dt =$$

$$= \frac{-Q\,R_f}{T}\cdot\frac{1 - \exp[-nT/R_fC_f]}{1 - \exp(-T/R_fC_f)}[\exp(-T/R_fC_f) - 1] =$$

$$= \frac{Q\,R_f}{T}[1 - \exp(-nT/R_fC_f)] = \frac{R_f\int I\,dt}{T}[1 - \exp(-nT/R_fC_f)] \qquad (62)$$

Dalla (62) per $n \to \infty$ si deduce:

$$V_{med} = \frac{R_f}{T}\int I\,dt$$

Da quest'ultima si deduce anche il 2° termine del 2° membro della (42) quando gli impulsi di corrente hanno durata costante, infatti in tale ipotesi $V_{m\,d} = R_f\,I_a\tau/T$. Sostituendo nella (62) f al posto di $1/T$ e il tempo generico t al posto di $n\,T$ si ha:

$$V_{med} = R_f f[1 - \exp(-t/R_fC_f)]\int I\,dt \qquad (63)$$

che dà il valor medio della tensione ai capi del filtro R_fC_f quando si applica subitaneamente ad esso una serie di impulsi di corrente, il che equivale a far variare la frequenza da zero ad f istantaneamente. Dopo un periodo di tempo sufficientemente lungo affinchè la tensione abbia raggiunto il valore costante $R_f f\int I\,dt$, si faccia variare rapidamente la frequenza dal valore f al valore f_1; per esso la tensione media si porta al valore finale:

$$V_{med} = R_f f_1\int I\,dt$$

Ciò si ricollega al fatto che la tensione risponde alle istantanee variazioni di frequenza secondo la funzione unitaria del tempo:

$$1\,(t) = R_f[1 - \exp(-t/R_fC_f)] \qquad (64)$$

La (64) può essere trattata col metodo della trasformazione di Laplace, che conduce alla determinazione dell'impedenza operazionale:

$$Z\,(D) = \frac{R_f}{1 + R_fC_fD} \qquad (65)$$

dove $D = d/dt$ è l'operatore che comporta derivazione rispetto al tempo.

La (65) è l'espressione dell'impedenza operazionale, che si deve moltiplicare per il valor medio variabile della corrente durante la condizione transitoria, per ottenere il valor medio della tensione ai capi del filtro anodico R_fC_f:

$$V_{med} = \frac{R_f}{1 + R_fC_fD}(I_a\,\tau f_s) \qquad (66)$$

L'aperatore D deve essere applicato alla quantità entro parentesi, poichè questa è dipendente dal tempo. La (44) valida per la condizione statica deve essere modificata per essere valida anche per la condizione transitoria, sostituendo al posto dell'impedenza R_f l'impedenza operazionale (64):

$$\frac{V_g}{V_{AT}} = 1 - \frac{A}{1 + R_fC_fD}(\tau f_s) \qquad (67)$$

avendo conglobato nel coefficiente A l'ampiezza I_a della corrente, perchè costante. Si tratta ora di stabilire una relazione dinamica fra lo sfasamento τ e lo scostamento della frequenza f del rilassatore da quella f_s di sincronismo. Infatti per $f = f_s$, τ è costante, ma se f è variabile nel tempo, τ è pure variabile.

Introduciamo due funzioni sinoidali ausiliarie $F_s\,(t)$ e $F_c\,(t)$

aventi la frequenza rispettivamente degli impulsi sincronizzanti e dell'onda di confronto rilassata. In fig. 44 si è assunto come istante $t = 0$ quello per cui F_s passa per lo zero in senso crescente; il che equivale ad assumere la fase di F_s come riferimento, o fase nulla; dunque:

$$F_s(t) = \text{sen}\,\omega_s t \ (68); \text{ in cui } \omega_s = 2\pi f_s \ (\text{v. fig. 44-a})$$

La F_c è una funzione sinoidale spostata nel tempo della quantità τ rispetto alla F_s, quindi presenta uno spostamento di fase di α^0; dunque $F_c(t) = \text{sen}(\omega t + \alpha)$ (69), in cui $\omega = 2\pi f$. (V. fig. 44b).

I passaggi per lo zero di F_s in senso decrescente coincidono con i fronti posteriori degli impulsi sincronizzanti, mentre gli stessi passaggi di F_c coincidono con i fronti anteriori degli impulsi rilassati. Lo sfasamento τ è dato dalla differenza dei tempi t_1 e t_2. Il tempo t_1, al quale F_s si annulla per la prima volta dopo un semiperiodo dall'origine dei tempi, è individuato dalla relazione: $\text{sen}\,\omega_s t_1 = 0$, ossia $\omega_s t_1 = \pi$ da cui

$$t_1 = \frac{1}{2 f_s} \qquad (70).$$

Il tempo t_2 al quale si verifica il primo zero di F_c, è individuato dalla relazione: $\text{sen}(\omega t_2 + \alpha) = 0$, ossia

$$\omega t_2 + \alpha = \pi, \text{ da cui } t_2 = \frac{\pi - \alpha}{\omega} = \frac{1}{2f} - \frac{\alpha}{\omega} \qquad (71)$$

In condizioni di sincronizzazione $f = f_s$; allora:

$$\tau = t_1 - t_2 = \frac{1}{2 f_s} - \frac{1}{2 f_s} + \frac{\alpha}{\omega_s} = \frac{\alpha}{\omega_s} \qquad (72).$$

Nella condizione dinamica α è variabile secondo la: $d\alpha/dt = 2\pi(f - f_s)$ (73). Questo valore introdotto nella (72) fornisce:

$$D\tau = \frac{d\tau}{dt} = \frac{f - f_s}{f_s} \qquad (74)$$

che rappresenta la relazione cercata fra la variazione di τ e la differenza di frequenza del rilassatore rispetto al sincronismo.

Riassumendo le equazioni che definiscono la condizione dinamica transitoria del C.A.F.F., sono le tre seguenti:

$$\frac{V_g}{V_{AT}} = 1 - \frac{A}{1 + R_f C_f D} (\tau f_s) \qquad (67)$$

$$D\tau = \frac{f - f_s}{f_s} \qquad (74)$$

$$f = \frac{k}{R_g C V_{AT}} (V_g + V_g') \qquad (41)$$

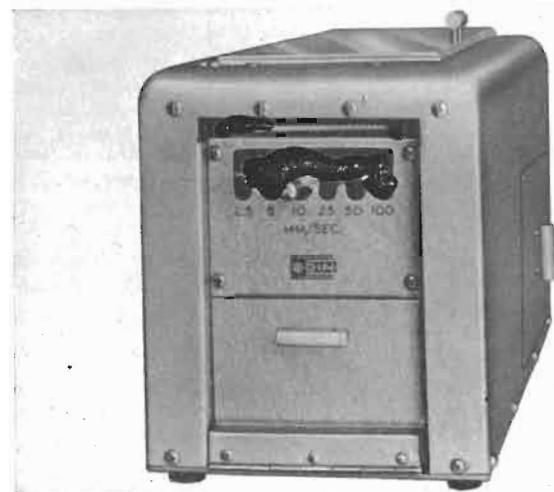
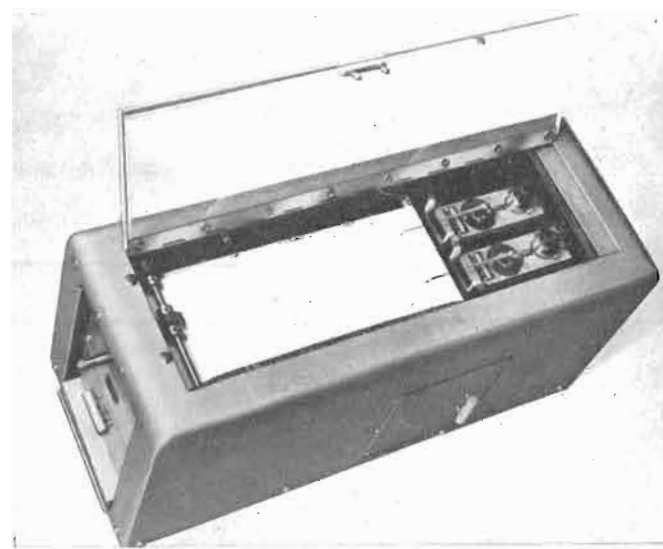
Come si vede la (41) è valida per entrambe le condizioni statica e dinamica. Eliminando le incognite V_g/V_{AT} e f dal precedente sistema di equazioni, si perviene alla seguente equazione differenziale nell'incognita τ:

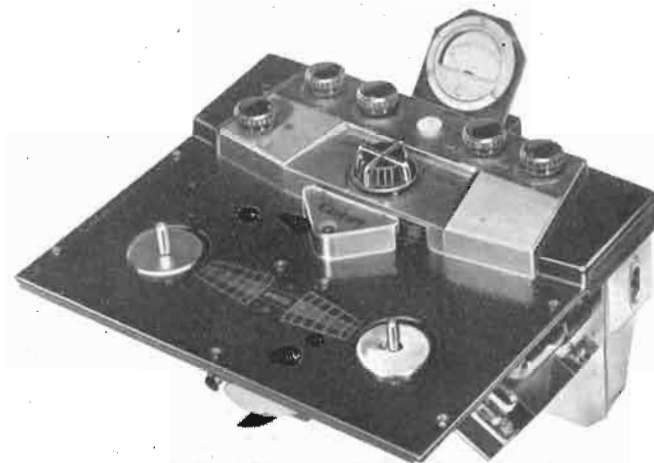
$$D^2\tau + \frac{1}{R_f C_f} D\tau + \frac{k A}{R_g C R_f C_f} \tau = \frac{k}{R_g C R_f C_f} - \frac{1 + V_g'/V_{AT}}{f_s} - \frac{1}{R_f C_f} \qquad (75)$$

La soluzione della (75) fornisce la variazione dell'incognita τ in funzione del tempo. Noto che sia τ, è possibile calcolare le altre due grandezze incognite V_g/V_{AT} e f sfruttando le due equazioni rimanenti. L'integrazione della (75) è assai laboriosa; ci limiteremo ad osservare che le costanti di integrazione vengono determinate assumendo, come condizioni al contorno quelle iniziali e finali, per le quali sono valide le equazioni statiche.

(continua)

notiziario industriale

Un Nuovo Oscillografo Registratore

Nelle due foto qui sopra riprodotte presentiamo un nuovo oscillografo registratore a due tracce e a sei o nove velocità di avanzamento. E' il modello 8082 della Edin Co. di impiego particolarmente versatile: esso consente una gamma di velocità tra 200 e 0,5 mm/sec.

Registratore a Nastro

La Webster Eletric annuncia un nuovo modello di registratore a nastro per installazioni domestiche. Ha risposta di frequenza tra 40 e 13.000 Hz ad una velocità di 19 cm/sec. Dalla foto che riproduciamo ci si può rendere un'idea della esecuzione.

sulle onde della radio

Australia

Il servizio francese per l'Europa dal 10 Aprile 1955 viene trasmesso da Radio Australia alle ore 07.00 su 7280 kHz di tutti i giorni feriali Durata del programma 45'.

Australia

Dal giorno 11 Maggio « Radio Australia » trasmette i propri programmi per l'Africa dalle ore 04.30 alle ore 06.45 sulla frequenza di 11900 e per la Nuova Zelanda e Sud Pacifico dalle ore 21.00 alle 24 su 9540.

Brasile

La stazione di Rio de Janeiro « Radio Ministerio de Educaçao » ha messo in opera due nuovi trasmettitori di 7,5 kW ciascuno. Questi operano sulle frequenze di 11950 e 17875 kHz in parallelo con le stazioni PRA2 (800kHz) e PRL4 (9770 kHz).

Brasile

Una nuova stazione « Radio Emissora Paranense » di Curitiba emette sulla frequenza di 8545 kHz sino alle ore 3. del mattino. Sono richieste notizie su questa emissione.

Columbia

Ecco la scheda dei programmi di « Radio Sutanenza » (Acciòn Cultural Popular) di Bogotà: dalle ore 12 alle ore 13 e dalle ore 21.50 alle ore 02.30 sulle frequenze di 1580 kKz (HJKI) e 5075 kHz(HJKH).

Curaçao

Una nuova stazione « Radio Hoyer » emette da Willemstadt sulla frequenza di 5010 kHz. Nominativo PCJ7. È stata ascoltata dalle 01.00-03.30 in Olandese, Spagnolo ed Inglese Trasmette in Inglese dalle 01.30 alle 02.00.

Danimarca

La radio statale danese « Danish State Radio » è in aria dal 2 Maggio con un programma ad onde corte diretto alla Groenlandia su 9520 kHz dalle ore 01.15 alle ore 02.15.

Dominicana

La trasmittente che opera su 3285 kHz ha come segnale di chiamata il nominativo di HI7T. Ciò è stato intercettato al momento dell'apertura della stazione avvenuto alle ore 11.58.

Francia

Dal mese di Maggio la Radio Diffusione Francese « RTF » ha adottato una nuova scheda programmi per l'oltremare: 02.30-02.45 (Reunion) su 7160; 06.30-07.30 (Tahiti) su 9550; 07.45-08.30 (A.O.F.-A.E.F.) su 11700 e 15240; 08.30-09.00 (Nuova Caledonia) su 15240 e 17850; 11.30-12.00 (Antille) su 15240; 12.45-13.00 (A.O.F.-A.E.F.) su 17850 e 21740; 13.58-16.00 (Indocina) su 15400 e 17850; 15.00-18.10 (Africa) su 17840 (trasmissione di sport e musica).
Quest'ultimo programma viene irradiato esclusivamente nelle giornate domenicali. 17.00-18.10 (Madagascar) su 15350 e 17850; 18.15-19.00 (Medio Oriente) su 9675 e 11845; 21.30-22.30 (A.O.F.-A.E.F.) su 9560 m, 11700 11845 e 15240; 23.30-24.00 (Indocina) su 9675; 00.30-02.00 (Antille) su 9540 e 11700.

Germania

La scheda programmi estiva della « Deusche Welle » è: per l'Estremo Oriente 9735, 11795, 15275 kHz; per il Medio Oriente: 7290, 9640, 11945 kHz; per l'Africa 7170, 9640, 11795; per il Sud America 7290, 9640, 11795; per il Nord America 5980, 7205, 9640 kHz. Le nuove frequenze adottate sono 7170, 7205, 11945 kHz.

Gran Bretagna

Le seguenti frequenze della British Broadcasting Corporation hanno adottato il seguente nominativo di chiamata: 3952,5 = MCM; 5975 = MCP; 5990 MCU. Il programma in lingua francese delle ore 12.45-13.00 per il Servizio Orientale della BBC risulta discontinuo e sostituito con un programma in lingua Vietnamese.

Grecia

« Radio Atene » trasmette ora per l'Europa in Francese dalle ore 19.00 ed in Inglese dalle ore 19.15 su 9607 kHz.

Groenlandia

La stazione radio di Kold, « The Voice of Information Service » per la base aerea di Thule, opera giornalmente su 1425 kHz (non su 4425 come da noi pubblicato in precedenza. Le trasmissioni avvengono in lingua Inglese dalle ore 12.00 alle ore 06.00. Potenza della stazione 1 kW. Due altre stazioni operanti nella zona sono: WXLS (Narsarssuak), WXLC (Sönderström), di cui non conosciamo la scheda programmi.

Guinea Spagnola

« Radio Ecuatorial » di Bata è una nuova stazione che opera su 8800 kHz con 0,4 kW di potenza. Giornalmente emette dalle ore 13.30 alle ore 14.30 e dalle ore 21.15 alle ore 23.00. Tutti i programmi sono in spagnolo.

Haiti

La stazione 4VPM di Port de Paix che emette su 5040 kHz è schedata dalle ore 19.00 alle 21.00 e dalle ore 23.30-04.00.

Hawai

La stazione della « The Voice of America » di Honolulu è ora in aria dalle ore 10.00 alle ore 15.30 su 9650 e 11850 kHz. 11850 kHz è una nuova frequenza.

Hong Kong

Una nuova stazione ritrasmette il programma inglese delle ore 11.15 su 3945 kHz.

India

La « All India Radio » ha inaugurato una nuova trasmissione in lingua portoghese per il Portogallo dal 15 Aprile. Questo programma inizia alle ore 20.00 su 7065 e 9710 kHz.

India

Una nuova scheda programmi ha adottato « All India Radio » in lingua Inglese per il Sud Est dell'Asia dalle ore 14.30 alle ore 15.45 su 11630 e 15150 kHz mentre il programma in lingua Inglese per l'Europa avviene dalle 08.30 alle 09.30 su 15255 e 17740 kHz.

Indochina

« Radio Hirondelle » ora in Saigon dovrebbe essere in aria in questo mese regolarmente su 7180 kHz dalle ore 23.30 alle ore 17.00.

Israele

Kol Zion trasmette i suoi programmi per l'Unione del Sud Africa in Inglese, Giudeo, Africano, Ebreo e qualche volta anche in Francese dalle ore 17.30 alle ore 18.15 sulla frequenza di 9008 kHz.

Liberia

La stazione ELWA di Monrovia è ora schedata su 11800 kHz. Essa trasmette un programma in lingua Inglese dalle ore 17.15 alle ore 19.30.

Malaya

Le nuove frequenze adottate dalla BFEBS di Singapore sono 9560 e 9725 kHz. L'ultima è usata al presente dalle ore 12.30 alle 13.45 diretta alla Cina e Indocina. L'altra frequenza di 9560 kHz non sembra per il momento in uso.

Montecarlo (Monaco)

Informiamo i nostri lettori che Radio Montecarlo trasmette alcune rubriche in lingua italiana. Data la facilità di ascolto durante le ore del giorno sia ad onde medie 204,5 m sia ad onde corte 40,82 (3AM4-30 kW), 49,71 m (3AM3-30 kW) la ricezione di tali programmi è ottima: dalle ore 9,10 alle ore 9,25 (Lunedì) Franco ed Ernesto — trasmissione religiosa —; dalle ore 18.05 alle ore 18.20 (Mercoledì) Cristo per tutte le nazioni; dalle ore 9.10 alle ore 9.30 (Mercoledì) Radio Risveglio; dalle ore 9.10 alle ore 9.25 (Venerdì). La Voce della Speranza.

Mozambico

« Radio Pax » di Beira è in aria come segue: 17.30 alle ore 19.00 (giornalmente) su 3952 kHz (CR7RA-0,350 kW); 06.45-08.00 (solo domenica) su 7205 kHz (CR7RB-0,05 kW). Notizie vengono irradiate alle ore 18.15-18.30. Tutti i programmi suddetti sono in portoghese.

Nazioni Unite

Il programma per il Sud Est dell'Asia viene irradiato dalle stazioni della « VOA » di Manila 08.30—09.45 (Martedì-Sabato) su 6185 9600 e 11790 kHz. La stazione trasmittente su 11790 sarà rimpiazzata da una trasmittente su 9515.

Senegal

Da una cartolina « QSL » da Radio Dakar » apprendiamo che dal 21 Marzo 1955 la scheda programmi è la seguente:
DAKAR-Inter 1430-4950-11894 kHz: 07.30-09.00; 1145-1500; 19.45-24.00
DAKAR-Afrique 1538-4893-9562 kHz: 07.30-09.00; 11.45-15.00; 18.45-24.00.
Al sabato pomeriggio ed alla domenica il programma di Radio Dakar-Inter è ininterrotto mentre Dakar-Afrique può essere ascoltato ininterrottamente solo dalle ore 08.00 alle ore 15.30.

Spagna

« Radio Nacional de España » di Malaga opera sulla frequenza di 6195 kHz.

Spagna

Le stazioni ad onda corta spagnole della rete « La Red de Emission del Movimento » sono:

Radio Avila	REM32	su 7500 - 0.08
Radio Oviedo	REM22	su 7135 - 0.25
La Voz de Castellon...	REM19	su 6900 - 0.06
La Voz de Ceuta-(Mar.)	REM30	su 7500 - 0.04
Radio Atlantico (L. Palmas)	REM34	su 9490 - 0.3
La Voz de Leon	REM5	su 6993 - 0.5
La Voz de la Falange - Madrid	REM3	su 7380 - 5.
Radio Trudela	REM29	su 7317 - 0.1
Radio Teruel	REM2	su 7200 - 0.2

Le seguenti stazioni « Estacion Escuela - EE » fanno parte dello stesso raggruppamento:

Radio Almansa	EE6	su 7281 - 0.04
Radio Merida	EE16	su 7140 - 0.06
R. Villacarrillo	EE18	su 7100 - 0.06
R. Villanueva del Arz.	EE20	su 7126 - 0.04
Radio S.EU	EE1	su 7200 - 1.
R. Ribadavia	EE8	su 7100 - 0.045
R. Alcaniz............	EE36	su 7200 - 0.04
R. Ayora	EE17	su 7270 - 0.045

Tutte le stazioni sopra riportate sono dipendenti da « La Secretaria Nacional de Radiodiffusion » (Dipartimento della Stampa e della Propaganda della Falange).

Forniamo le seguenti informazioni sui servizi radiofonici della « Radio Nacional de España ». Il programma Nazionale viene irradiato: ore 08.00-13.00 su 1025, 11.00-13.00 su 5990 (100 kW). Uno speciale programma viene trasmesso per gli spagnoli all'estero dalle ore 12.30 alle ore 13.00. Le trasmissioni di cui sopra appartengono al 1° programma nazionale. Le trasmissioni del 2° programma nazionale vengono trasmesse come segue: 13.00-01.00 su 585,13.00-22.15 su 1025 e 13.00-17.30 su 5990. Il 3° programma invece solo dalle ore 22.30 alle 00.30 (occasionalmente anche più tardi) su 1025. Il servizio per l'Estero (diretto all'Europa) viene trasmesso sulle frequenze di 7142 e 9363 dalle ore 17.40 alle ore 22.10 e dalle ore 22.10 alle ore 22.45 solosu 9363.

Taiwan

Una nuova frequenza è stata adottata dalla « Broadcasting Corporation of China » di Taipei: 3219,5 kHz. Scheda dei programmi 23.30-03.00; 04.55-08; e 10.30-16.30.

Antonino Pisciotta

Nuovo Tubo da Ripresa della RCA per la TV a Colori

UN NUOVO tubo da ripresa per la TV a colori che produce simultaneamente i segnali corrispondenti al rosso, al bleu ed al verde, è in fase di sviluppo ed è stato sperimentato con pieno successo da scienziati ed ingegneri della RCA. Di tutto ciò è stata fatta una relazione alla riunione annuale dell'Institute of Radio Engineers.

Il tubo sperimentale, noto come *tricolor vidicon* rappresenta un grande passo verso la semplificazione della TV a colori.

Nelle prove eseguite presso il Centro di Ricerche David Sarnoff della RCA a Princeton tale tubo ha dimostrato di essere utilissimo ed efficacissimo nella ripresa di film a colori e di scene dove si possa impiegare una forte illuminazione. Le ricerche attualmente in corso sono intese ad assicurare al tubo una maggiore sensibilità onde poterlo impiegare nelle più svariate condizioni di luce.

Dettagli di questo nuovo tubo sono stati forniti alla riunione della IRE da scienziati della RCA alla cui testa è il Dr. Paul K. Weimer. Fra di essi si annoverano i nomi di Dr. Sidney Gray, Dr. Stefan A. Ochs, Harold Borkan, Harry C. Thompson.

Va notato che questo unico tubo sostituirà gli attuali tre tubi che generano singolarmente i segnali corrispondenti ai colori primari.

VANTAGGI DEL NUOVO TUBO.

Il Dr. Weimer ha messo in evidenza che il tricolor vidicon per la prima volta riunisce in un solo tubo, non più grande del normale image orticon della RCA per il bianco e nero, le proprietà di tre di essi. Poichè i segnali corrispondenti ai colori sono generati simultaneamente nello stesso tubo un preciso registro ottico ed elettrico è così assicurato evitando il pericolo di sovrapposizioni. Inoltre esso consente una realizzazione più compatta della camera da ripresa. I principi di funzionamento sono i seguenti. Il cuore del tubo è un unico ed intricato bersaglio, sensibile al colore, applicato sulla faccia del tubo mediante una tecnica di evaporazione. Il bersaglio (un rettangolo la cui diagonale è di soli 38 mm circa) consiste di circa 900 finissime striscie verticali (dello spessore di 34/1000 mm) di filtri colorati per il rosso, il bleu ed il verde, disposti in modo alternato e ricoperti da tre strati di strisce semi trasparenti, che conducono il segnale, disposte in modo così stretto che molte di esse possono essere coperte da un capello. Quelle strisce che corrispondono ad un dato segnale sono tutte connesse ad un comune terminale di uscita ed isolate nello stesso tempo dalle strisce che corrispodono agli altri due colori.

Il bersaglio è analizzato da un solo pennello elettronico. I filtri sensibili ai colori permettono alle strisce di produrre i segnali elettrici corrispondenti alla luce ed ai colori della scena ripresa dalla camera. Il sistema di scansione impiegato è quello normale per la TV in bianco e nero. Quando il pennello urta in ogni scansione tutte le striscie sensibili al colore il tubo genera direttamente e simultaneamente i segnali corrispondenti ai colori primari onde formare così il segnale composto da trasmettere.

Le ricerche attualmente in corso sono intese a migliorare la sensibilità dei materiali fotoconduttivi onde rendere l'impiego del tubo universale.

(g.re.)

Il Tubo Z50T, Thyratron a Catodo Freddo

LA Z50T è un thyratron a catodo freddo. Questo tubo è stato realizzato per essere impiegato quale interruttore di deboli correnti elettriche. Il funzionamento della Z50T è avvertito dalla luminescenza del gas in essa contenuto che si ionizza quando il tubo è conduttore. La corrente erogata dalla Z50T è sufficiente ad eccitare un piccolo relé. La caratteristica principale è l'elevata differenza di tensione esistente fra catodo e placca prima e dopo l'innesco del tubo.

Se impiegato entro i limiti definiti dalle sue caratteristiche elettriche si ha nel tempo la massima costanza dei valori elettrici di innesco. La Z50T viene fornita di un anello in gomma che permette il suo montaggio sul pannello frontale di un'apparecchiatura ed inoltre permette il montaggio pure su parti soggette a forti vibrazioni meccaniche.

Le caratteristiche della Z50T quali l'assenza di energia per il riscaldamento, l'elevata durata, l'indicazione ottica di funzionamento e l'assoluta immediatezza del suo intervento non essendo richiesto alcun tempo di preriscaldamento, come nelle calvole comuni, fanno di questo tubo una interessante realizzazione per applicazioni industriali in genere e particolarmente nel campo delle telecomunicazioni.

Il tubo Z50T è il primo di una serie in corso di elaborazione da parte della Philips.

Il funzionamento di questo tubo può essere ottenuto determinando la scarica nel gas fra la griglia (elettrodo d'innesco) ed il catodo applicando per questo un piccolo impulso di tensione fra griglia e catodo; la scarica si estende poi fra catodo e placca. Quando il tubo è innescato il suo consumo è nullo.

MONTAGGIO MECCANICO.

Posizione qualsiasi.

Il tubo deve essere protetto dalle vibrazioni meccaniche. Per questo è prescritto l'anello in gomma riprodotto in figura, questo anello deve essere posto attraverso un foro di 15 mm di diametro (spessore del telaio 1 mm).

(Raoul Biancheri)

Fig. 2. - Particolare del montaggio meccanico

Caratteristiche elettriche	minima	max
Tensione di innesco per una tensione anodica di 130 V e con un condensatore di 56.000pF fra la griglia ed il catodo (nota 1)	66	80 (v. nota 2)
Caduta di tensione anodica per una corrente di circolazione compresa fra 2 e 6 mA	54	67
Corrente anodica max per un V_a di 130 V ..		100 μA
Tempo di ionizzazione (nota 3)	50 μsec	
Tempo di deionizzazione (nota 4)	200 μsec	
Condizioni limiti		
Picco di tensione anodica	175 V	
Corrente anodica media	2 mA (min)	(v. nota 2)
Picco di corrente catodica	6 mA (max)	
	25 mA	(v. nota 5)
Durata di funzionamento assicurato con una corrente di 6 mA	6.000 ore	
Massima frequenza di lavoro	circa 1000 impulsi al secondo	

(1) Valore applicabile con il tubo esposto a luce ambiente. Da evitarsi la piena luce del sole od il buio completo.

(2) Quando si impieghi il tubo con brevi impulsi di corrente anodica con un valore medio inferiore a 2 mA (es. oscillatori, calcolatori elettronici) la tensione di innesco può essere aumentata sino a 95 V.

Nello schema di fig. 3 la tensione di innesco può essere aumentata ad un valore massimo

(le note seguono a pag. 203)

di 85 V. La tensione d'innesco può essere ancora diminuita quando si fa funzionare il tubo con corrente continua. $P = 60$ V picco, da una sorgente a bassa impedenza, 50 Hz; $R_1 > 5{,}6$ kΩ $R_2 > 10$ kΩ.

(3) Questo valore dipende dal circuito e può essere ottenuto con il tubo esposto a 60 lux minimi.

(4) Il tempo di deionizzazione è assai variabile a seconda del circuito in cui il tubo è impiegato. Quando si collega la griglia con il catodo attraverso ad una resistenza e si applica una tensione negativa ad onda quadra all'anodo per lo spegnimento della conduzione l'innesco successivo può essere ristabilito quando l'impulso anodico negativo sia molto breve. Viene definito tempo minimo di deionizzazione la durata minima dell'impulso negativo anodico per lo spegnimento. Questo tempo è funzione dell'ampiezza dell'onda negativa, della corrente che in precedenza scorreva nel tubo e della tensione anodica di funzionamento. Un tempo di deionizzazione di 200 μsec si riferisce ad una tensione anodica di 40 V anodici nel tempo in cui viene impresso l'impulso negativo e ad una tensione di funzionamento di 160 V e a 2 mA di corrente anodica precedente all'impulso di spegnimento. Questo tempo per le condizioni rispettive di 0 V, 160 V, 6 mA è di circa 600 μsec.

(5) Quando il tubo viene impiegato con una corrente continua di valore I [mA] ($I > 6$) la durata del tubo si accorcia di un fattore di circa $\left(\frac{6}{I}\right)^{3 \div 4}$

(6) Schema elettrico di un contatore a decade (fig. 4).

Fig. 1. - Zoccolatura e dimensioni del thyratron Z50T.

Fig. 3. - Esempio di impiego del tubo Z50T con brevi impulsi.

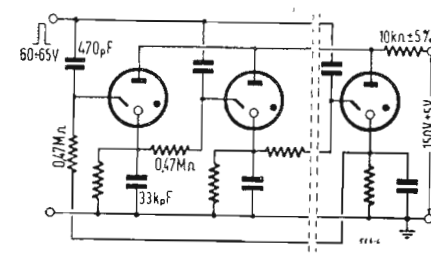



Fig. 4. - Schema elettrico di un contatore a decade.

I Transistori a Giunzione CK721 e CK722

DOPO ANNI di esperienze ed accurate ricerche la Raytheon, una delle pioniere nel campo della tecnica dei transistori, ha potuto raggiungere la fabbricazione in serie di due nuovi tipi di triodi al germanio i quali, sotto il nome di CK721 e CK722 ormai rappresentano una realtà commerciale.

Questi due transistori, ora normalmente forniti dalla S.I.R.P.L.E.S. esclusivista della casa Raytheon, sono del tipo a giunzione nella combinazione *p-n-p* di germanio.

Crediamo sia utile ricordare che questi transistori a giunzione sono particolarmente adatti nei circuiti a bassa potenza di eccitazione e di alimentazione, negli amplificatori e oscillatori di bassa frequenza ed in tutte le applicazioni ove la frequenza impiegata non superi i 5 MHz.

Possiamo ben dire che in alcune applicazioni, come ad esempio nelle centrali telefoniche, negli apparecchi per protesi uditiva, in dispositivi per misure e controlli e nei circuiti relè, si preferiscono i transistori a giunzione essendosi dimostrati più efficienti dei tubi elettronici classici.

Per le loro caratteristiche, i transistori a giunzione permettono il ritorno dei circuiti di entrata e di uscita su uno qualsiasi dei tre elettrodi; ciò è interessante in quanto consente di ottenere delle impedenze molto diverse, talora preziose in particolari circuiti.

Questi transistori CK721 e CK722 sono costruiti in plastica e vetro. Sono muniti di una base dalla quale escono tre terminali flessibili stagnati lunghi 35 mm, spaziati rispetto al terminale centrale di 2 mm circa. Le connessioni sono riconoscibili direttamente dal colore dei terminali: 1 collettore (vicino al punto rosso) - 2 base - 3 emettitore.

Le dimensioni di ingombro sono: 7 × × 12 × 5 mm.

Peso: 1 grammo

Diamo tre esempi di sistemi di montaggio:

1°) *Base a massa* (Bm): (figura 1). Questo sistema accoppia le caratteristiche di bassa impedenza d'ingresso e di alta impedenza di uscita. Richiede l'uso di due batterie. Per il tipo CK722 i valori tipici sono:

Z entrata	1.000 Ω
Z uscita	100.000 Ω
guadagno medio di potenza ..	20-22 dB

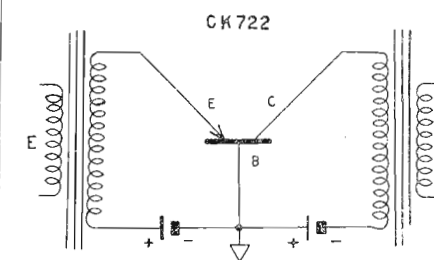



Fig. 1. - Circuito con base a massa.

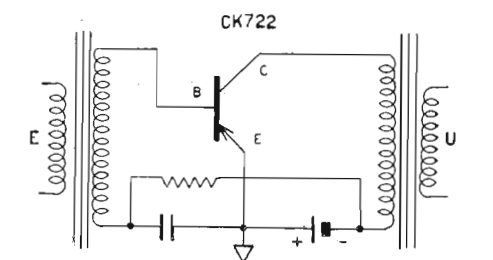



Fig. 2. - Circuito con emettitore a massa.

bassa sensibilità alle variazioni di temperatura

2°) *Emettitore a massa* (Em); (figura 2) Questo sistema presenta le caratteristiche di una media impedenza d'entrata e d'uscita rispetto ai sistemi Bm e Cm. Richiede l'uso di una sola batteria il che lo rende indicatissimo in'apparecchi portatili.

Per il tipo CK722 i valori tipici sono:

Z entrata	1.000 Ω
Z uscita	40.000 Ω
guadagno medio in potenza	30 dB

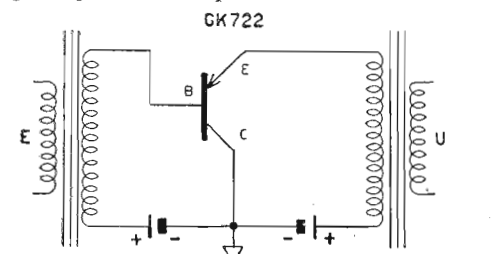
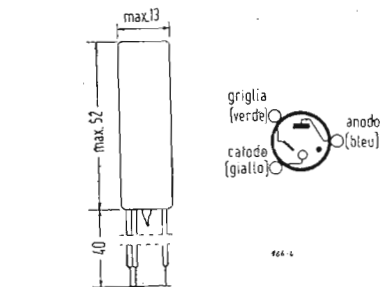



Fig. 3. - Circuito con collettore a massa.

Caratteristiche elettriche dei transistori a giunzione CK721 e CK722

Condizioni massime:	CK721	CK722	
Tensione collettore	—22	—22	V
Corrente collettore	10	10	mA
Dissipazione collettore (a 30°)	33	33	mW
Corrente emettitore	10	10	mA
Temperatura ambiente	50	50	°C
Caratteristiche medie a 30 °C	CK721	CK722	
Tensione collettore	—6	—6	V
Corrente emettitore	1,0	1,0	mA
Resistenza collettore	2,0	2,0	MΩ
Resistenza base	700	250	Ω
Resistenza emettitore	25	25	Ω
Fattore di amplificazione di corrente	45	12	
Corrente di interdizione (appross.)	6	6	μA
Fattore di rumore *	22	30	dB

* Valore medio che può salire fino a 40 dB negli altri tipi.

È sensibile alle variazioni di temperatura la quale è inversamente proporzionale al guadagno.

3°) *Collettore a massa* (Cm): (figura 3) Questo sistema presenta le caratteristiche di una alta impedenza di entrata e di una bassa impedenza di uscita. Come il sistema Bm richiede l'uso di due batterie. Per il tipo CK722 i valori tipici sono:

	A	B
Z entrata	150 ÷ 200 kΩ	50 kΩ
Z uscita	10 kΩ	1 kΩ
guadagno medio	—	12 dB

Scarsa sensibilità alle variazioni di temperatura. Da notare che l'impedenza d'entrata varia in maniera sensibile con il variare della impedenza di carico.

Antonino Pisciotta

Caratteristiche di altri transistori di germanio a giunzione p-n-p «Raytheon».

Valori massimi	CK722	CK723	CK721	CK725	CK727	2N63 (1)	2N64 (1)	2N65 (1)	
Tensione collettore	—22	—22	—22	—22	— 6	—22	—22	—22	V
Corrente collettore	10	10	10	10	10	10	10	10	mA
Dissipaz. sul collettore (a 30° C)	33	33	33	33	33	33	33	33	mW
Corrente dell'emettitore	10	10	10	10	10	10	10	10	mA
Temperatura ambiente	50	50	50	50	50	50	50	50	°C
Caratteristiche medie (a 27° C)									
Tensione collettore	— 6	— 6	— 6	— 6	— 6	— 6	— 6	— 6	V
Corrente emettitore	1	1	1	1	1	1	1	1	mA
Reistenza del collettore	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	2.0	MΩ
Resistenza emettitore	25	25	25	25	25	25	25	25	Ω
Resistenza della base	250	350	700	1500	500	350	700	1500	Ω
Fattore di amplificazione della corrente di base	12	22	45	90	35	22	45	90	
Corrente di intercettazione	6	6	6	6	6	6	6		μA
Fattore di rumore (max.) (2)	30 (3)	25 (3)	22 (3)	20 (3)	12 (4)	25 (3)	22 (3)	20 (3)	dB

(1) Sigillati ermeticamente in un contenitore di metallo.
(2) A 1000 Hz.
(3) Misurato con $V_c = -2{,}5$ V in un circuito con emettitore in comune.
(4) Misurato con $V_c = -1{,}5$ V; $I = 0{,}5$ mA in circuito con emettitore in comune.

Transistori - Nuovi Tipi - Nuove Applicazioni *

LO SVILUPPO della tecnica costruttiva dei transistori in Europa ha assunto in questi ultimi tempi tale importanza da far registrare di mese in mese successi veramente notevoli.

Ed appare anche chiaro che le numerose Case costruttrici hanno di mira in generale più di uno scopo. Lo studio di questa tecnica è volto sia a soddisfare precise richieste del consumatore, sia anche ad esplorare tutti i nuovi campi di applicazione che si aprono ai **transistori.**

* * *

Poco tempo fa la Valvo rendeva noto che i suoi transistori del tipo a contatto OC70 ed OC71 permettono una dissipazione massima di 25 mW. Questo valore, più elevato di quello comunicato allorchè erano disponibili i primi esemplari, è stato dedotto dalla Casa costruttrice dalle prove di durata nelle diverse condizioni d'impiego. Questo fatto ha esteso le possibilità di applicazione dei transistori OC70 ed OC71. Poco più tardi la serie era completata con l'apparizione sul mercato di un nuovo tipo OC72, con dissipazione ammissibile di collettore di 50 mW.

Con due transistori OC72 montati in controfase di classe B e con tensione di alimentazione di 6 V, si possono ottenere 200 mW di audiofrequenza in uscita. Come i due tipi precedenti, anche l'OC72 è montato in bulbo di vetro lungo 15 mm e del diametro di 6 mm.

* Condensato da *Radio Mentor*, maggio 1955.

* * *

La Tekade ha pubblicato i seguenti dati provvisori relativi al transitore a contatto tipo GFT20, di sua produzione:
— massima dissipazione di collettore: 50 mW
— massima amplificazione di corrente: 0,96
— massima frequenza di lavoro compresa fra 0,4 ed 1 MHz.

Il tipo GFT 21, che è un transistore a strato, ha una amplificazione di corrente pari a 0,96 con una frequenza limite sensibilmente più elevata.

* * *

Due serie di transistori in involucro metallico sono attualmente disponibili sul mercato.

Tipi OC32 - OC34: custodia metallica delle dimensioni di mm 5×8×11.

Massima dissipazione di collettore 50 mW.

Amplificazione nominale di potenza rispettivamente di 38 — 40 — 42 dB, riferita ad un punto di lavoro determinato dai seguenti valori.
— tensione di collettore: —5 V
— corrente di emettitore: 1 mA
— impedenza della sorgente: 600 Ω
— impedenza di carico: 30.000 Ω
— frequenza limite, rispettivamente: 0,6 - 0,8 - 1,1 MHz.

Appare quindi evidente dall'esame di queste caratteristiche che essi possono venire utilmente impiegati come amplificatori di media frequenza in ricevitori per modulazione di ampiezza.

Con le stesse parti fondamentali sono stati realizzati i transistori miniatura della serie OC320 - OC330 - OC340. L'involucro metallico possiede un diametro di soli 3,5 mm con una lunghezza di 8,8 mm.

La diminuzione di volume limita la dissipazione massima a 35 mW. Le altre caratteristiche corrispondono a quelle della serie normale.

* * *

Molto sviluppata è pure la tendenza a realizzare transistori capaci di potenze ragguardevoli.

Si poteva vedere alla Fiera di Parigi il transitore tipo OC15, con involucro metallico di dimensioni piuttosto rilevanti, che presentava una dissipazione ammissibile di 2 W. La custodia metallica è isolata dagli elementi del transistore, e va saldamente collegata al telaio pure metallico dell'apparecchio su cui viene impiegato, per assicurare una sufficiente dispersione di calore.

Due di tali transistori forniscono in controfase 6 W di audiofrequenza, che si possono immettere in un altoparlante senza l'intermediario di un trasformatore di uscita, data la bassa impedenza di carico richiesta.

Si può anche aumentare il limite di potenza dissipata con l'impiego di liquido refrigerante, in cui quest'ultimo ha solo lo scopo di portare il calore ad una superficie irradiante maggiore, ovvero è fatto circolare a mezzo di pompa o a termosifone attraverso ad una serpentina raffreddata ad aria forzata.

* * *

Con l'avvento dei transistori la tecnica elettronica si è trovata di fronte a parecchi fatti nuovi.

tubi e transistori

Un netto vantaggio degli apparati che impiegano unicamente transistori può essere questo, che praticamente non richiedono più alcuna riparazione. Ciò si verifica in grazia delle bassissime tensioni di lavoro che sono

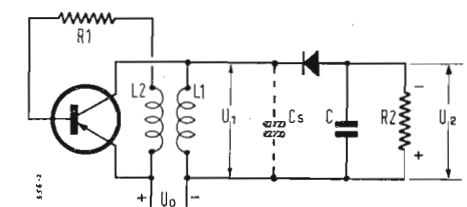



Fig. 1. - Esempio di survoltore statico impiegante un transistore.

in gioco, e della lunga vita del transistore, qando non venga superato il limite di temperatura consigliato dal costruttore.

Inoltre è facile con i transistori procedere alla miniaturizzazione dei circuiti classici a valvole, ed è anche possibile realizzare dei complessi di concezione assolutamente nuova.

Per esempio, con transistori si possono realizzare dei survoltori statici di corrente continua, con un rendimento nettamente superiore a quello di analoghi circuiti realizzati con tubi elettronici, e con tensioni di alimentazione così basse che non sono neppure concepibili in un montaggio con tubi elettronici.

Una delle prime realizzazioni impiegante dei transistori era stato un ricevitore supereterodina per automobile, in cui però gli stadi ad alta e media frequenza compren-

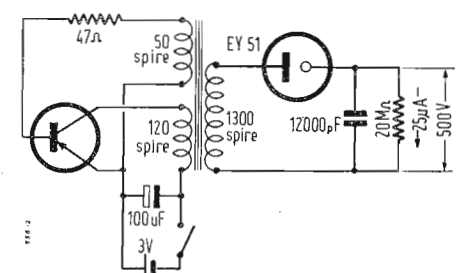



Fig. 2 - Circuito pratico di survoltore statico 3/500 per 25 microA.

devano valvole miniatura, e solo gli stadi rimanenti dei transistori.

Un tale apparecchio era privo di senso, fino a che apparvero i transistori con limite di frequenza elevato, i quali poterono sostituire le valvole ed abolire l'alimentazione anodica. Quest'ultima era stata appunto realizzata con un survoltore statico a transistore.

Un'altra applicazione dei transistori proposta dalla Valvo riguarda un survoltore statico che partendo da bassissima tensione continua, fornisce una tensione sufficientemente elevata per l'applicazione di strumenti di misura della radioattività in particolare dei contatori di Geiger.

Il principio di funzionamento di questi survoltori statici è illustrato dalla figura 1.

Come appare dall'esame del circuito, il transistore lavora come una valvola montata in un circuito di oscillatore bloccato.

Dal momento in cui si applica la tensione di alimentazione U_o attraverso l'induttanza L_1 circolerà la corrente I_c di collettore, la quale aumenterà con legge approsimativamente lineare con il tempo.

Contemporaneamente questa corrente I_c circolante in L_1 indurrà una tensione all'incirca costante in L_2 strettamente accoppiata con L_1.

Questa tensione, applicata attraverso la resistenza R_1 all'elettrodo emettitore del transistore, darà luogo ad una corrente I_b di emettitore, pure costante.

Quando la corrente I_c del collettore avrà raggiunto il valore di saturazione, valore che è funzione della corrente di emettitore, non potendo crescere oltre, dovrebbe mantenersi costante.

Ma nell'istante in cui I_c non aumenta più, nessuna tensione è indotta in L_2, e la corrente di emettitore cade a zero. Con ciò però anche la corrente di collettore cade bruscamente e praticamente si annulla, come si potrebbe vedere dalle curve caratteristiche del transistore, della corrente di collettore in funzione della tensione applicata, per diversi valori della corrente di emettitore.

Questo significa che in L_1 la corrente deve annullarsi, e come conseguenza nasce un picco di tensione inversa ai capi di L_1. Questo impulso va a caricare attraverso il raddrizzatore il condensatore C, dopo di che il circuito a monte del raddrizzatore si trova di nuovo nelle condizioni di partenza ed il fenomeno si ripete nell'identica maniera.

Se il condensatore C è sufficientemente piccolo, e la costante di tempo costituita da C e dalla resistenza del circuito utilizzatore sufficientemente elevata, il condensatore stesso si carica ad una tensione molto prossima alla tensione di picco dell'impulso, e mantiene nel tempo tale tensione.

Il raddrizzatore impedisce che il condensatore C possa scaricarsi attraverso L_1.

Il valore della massima tensione di uscita dipende comunque dall'ampiezza dell'impulso, la quale a sua volta è limitata dalle capacità distribuite C_s del circuito.

In figura 2 è riportato lo schema di un survoltore statico di questo tipo.

Partendo da una batteria a secco da 3 V esso fornisce una tensione di 500 V per un carico di 25 μA.

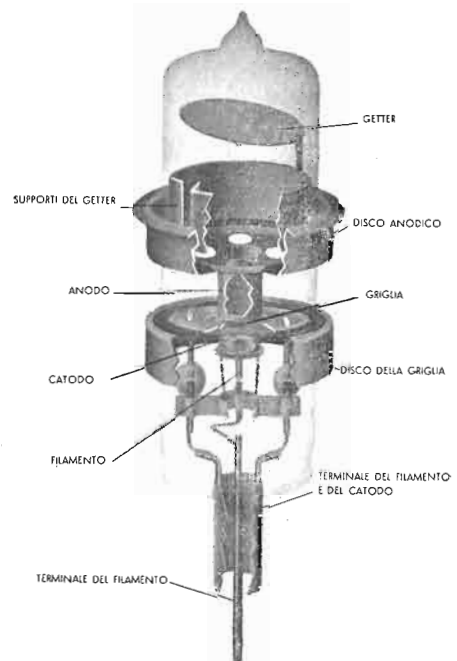
L'impiego di un secondario accoppiato ad L, aumenta l'ampiezza dell'impulso utilizzabile, e quindi la tensione in uscita.

Si sarebbe potuto evitare il secondario, impiegando un circuito duplicatore o quadruplicatore, con elementi raddrizzatori a secco.

Data la richiesta a carattere impulsivo della corrente di collettore in questo circuito, si è disposto in parallelo sulla batteria 3 V un condensatore elettrolitico di forte capacità, allo scopo di diminuire l'impedenza equivalente della sorgente di alimentazione.

(Gustavo Kuhn)

Il Triodo EC55 Philips

IL TRIODO a dischi EC55 presentato recentemente dalla Philips è destinato all'impiego in ricevitori e piccoli trasmettitori nella banda dei 1000 ÷ 3000 MHz. Nei ricevitori, lo EC55 fornisce ottime prestazioni quale amplificatore RF e generatore locale. Nei trasmettitori, lo EC55 può essere impiegato vantaggiosamente quale modulatore a impulsi. Utilizzato quale generatore in un circuito a linee coassiali lo EC55 fornisce 2.8 W a 1000 MHz e 0.5 W a 3000 MHz con una dissipazione anodica di 10 W.

Accensione: $V_f = 6.3$ V con $I_f = 0.4$ mA. Caratteristiche tipiche: $V_a = 250$ V; $V_g = -3.5$ V; $I_a = 20$ mA; $S = 6$ mA/V; $\mu = 30$. Capacità interelettrodiche: $C_a = 0.03$ pF; $C_g = 1.8$ pF; $C_{ag} = 1.3$ pF. Valori limite: $V_a = 350$ V; $W_a = 10$ W; $W_g = 0.1$ W; $I_k = 40$ mA; $V_g = -50$ V; temperatura max del disco anodico = 140 °C.

(Trigger)

Nuovi Klystron

LA Varian Associates di Palo Alto, California, annuncia una nuova serie di Klystron per le bande *K* e *Ku*. Il VA-92 è un oscillatore reflex nella banda di 14.000 ÷ 17.500 MHz, particolarmente adatto per apparecchiature di misura oltre che per radar e radiofari. Ad una frequenza di 16.000 MHz, con una tensione del risonatore di 600 V a 50 mA e una tensione del riflettore di —170 V esso fornisce 25 mW con rapporto di onda stazionaria < 1,1 e una potenza massima di 60 mW. Il campo di accordo (tra punti a metà potenza) si estende per 45 MHz.

Il VA-94 è un altro generatore per applicazioni di alta quota. A 16.200 MHz, con 300 V a 38 mA sul risonatore e —45 V sul riflettore fornisce 40 mW con rapporto di onda stazionaria < 1,1. Il campo di accordo (tra punti a metà potenza) si estende per 85 MHz.

Il VA-96 è un oscillatore reflex per altissime frequenze che si caratterizza per il peso ridotto e le alte prestazioni nella banda di 22.000÷25.000 MHz. A 22.000 MHz, con 750 V a 32 mA sul risonatore e —125 V sul riflettore fornisce 25 mW con rapporto di onda stazionaria < 1,1. Il campo di accordo (sempre tra punti a metà potenza) si estende per 120 MHz.

(Trigger)

Trasformatori di Impendenza a Costanti Distribuite

(parte seconda)

dott. ing. Angelo Pistilli

Il lavoro consta di due parti. Nella prima si esaminarono i trasformatori a variazioni discontinue d'impedenza e precisamente i trasformatori in semplice, doppio e triplo quarto d'onda ricavando relazioni quantitative e grafici per la progettazione. Nella seconda parte si esaminano i trasformatori a variazioni continue d'impedenza impostando la teoria generale e sviluppando la teoria delle linee esponenziali, dei raccordi a variazione lineare delle dimensioni geometriche e delle linee iperboliche e giungendo anche qui a relazioni quantitative ed a grafici per la progettazione. Si conclude con un confronto fra i vari tipi di trasformatori. Il lavoro è corredato da numerosi esempi numerici ampiamente sviluppati.

1. - GENERALITÀ.

PROPONIAMOCI di giungere ad una relazione che consenta di ricavare il coefficiente di riflessione in ogni posizione di una linea non uniforme. Ricordiamo che in una linea la tensione e la corrente debbono soddisfare le seguenti equazioni differenziali:

$$\frac{dV}{dx} = -zI \qquad (52)$$

$$\frac{dI}{dx} = -yV \qquad (53)$$

Ove V ed I sono rispettivamente la tensione e la corrente in un punto generico della linea a distanza x dall'origine ed y e z sono rispettivamente l'ammettenza parallelo e l'impedenza serie per unità di lunghezza della linea nello stesso punto generico x. Nel caso di linee uniformi y e z sono indipendenti da x, mentre nel caso di linee non uniformi y e z sono funzioni di x. Ricordiamo altresì che si ha:

$$Z = \sqrt{\frac{z}{y}} \quad (54) \; ; \qquad \gamma = \sqrt{zy} \qquad (55)$$

Ove Z è l'impedenza caratteristica e γ la costante di propagazione, anch'esse funzioni della posizione x. Per definizione il coefficiente di riflessione è dato da:

$$\Gamma = \frac{\dfrac{V}{I} - Z}{\dfrac{V}{I} + Z} \qquad (56)$$

Da cui si trae immediatamente:

$$V = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} ZI \quad (57) \; ; \quad I = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \frac{V}{Z} \qquad (58)$$

Sostituendo la (58) nella (53) e tenendo conto delle (54) e (55) si ha:

$$\frac{dI}{dx} = -\gamma I \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

da cui

$$\frac{1}{I}\frac{dI}{dx} = -\gamma \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \qquad (59)$$

Dalla (57) derivando rispetto ad x si ha ancora:

$$\frac{dV}{dx} = \frac{(1-\Gamma)\dfrac{d\Gamma}{dx} + (1+\Gamma)\dfrac{d\Gamma}{dx}}{(1-\Gamma)^2} ZI + \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}\frac{d}{dx}(ZI) = \frac{2\dfrac{d\Gamma}{dx}}{(1-\Gamma)^2} ZI + \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}\frac{d}{dx}(ZI) \qquad (60)$$

Ricordando la (52), la (60) diviene:

$$-zI(1-\Gamma)^2 = 2ZI\frac{d\Gamma}{dx} + (1-\Gamma)^2\left(I\frac{dZ}{dx} + Z\frac{dI}{dx}\right)$$

e, dividendo ambo i membri per $2ZI$ e tenendo conto delle (54), (55) e (59), nonchè ricordando che $\dfrac{1}{Z}\dfrac{dZ}{dx} = \dfrac{d\ln Z}{dx}$ si ha infine:

$$\frac{d\Gamma}{dx} - 2\gamma\Gamma + \frac{1-\Gamma^2}{2}\frac{d\ln Z}{dx} = 0 \qquad (61)$$

è questa la relazione cercata; essa è assolutamente generale, giacchè non è stata fatta alcuna ipotesi restrittiva, ed è di fondamentale importanza per il nostro studio. Tuttavia il nostro studio riguarda problemi di adattamento, nei quali si tollerano coefficienti di riflessione assai piccoli, perciò nel nostro lavoro sarà sempre soddisfatta la relazione $\Gamma^2 \ll 1$ e di conseguenza nella (61) potremo, nel terzo termine, trascurare Γ^2 rispetto ad 1. Inoltre, poichè trattiamo di linee (o cavi) non dissipative ed a dielettrico omogeneo possiamo ancora porre

$$\gamma = j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda} \qquad (62)$$

con β evidentemente indipendente da x. Con ciò la (61) diviene:

$$\frac{d\Gamma}{dx} - 2j\beta\Gamma + \frac{1}{2}\frac{d\ln Z}{dx} = 0 \qquad (63)$$

Con riferimento alla fig. 9 supponiamo di voler connettere due cavi di impedenza caratteristica Z_1 e Z_2 rispettivamente interponendo uno spezzone di cavo di lunghezza l e la cui impedenza caratteristica vari, secondo una qualunque legge analitica, da Z_1 a Z_2, cioè abbia impedenza caratteristica Z_1 nel punto $x = 0$ ed impedenza caratteristica Z_2 nel punto $x = l$. Il coefficiente di riflessione che provoca un'onda proveniente dal cavo d'impedenza caratteristica Z_1 e procede nel cavo d'impedenza caratteristica Z_2 supposto infinitamente lungo od adattato alla sua estremità finale, è dovuto ad infiniti contributi dovuti a ciascuno degli elementi elementari del cavo di raccordo. Nel punto $x = l$ il coefficiente di riflessione di tale onda è nullo, in quanto l'onda stessa a valle di questo punto procede nel cavo d'impedenza caratteristica Z_2 ove, per le ipotesi fatte, non trova alcuna variazione d'impedenza. La soluzione generale dell'equazione differenziale (63) è:

$$\Gamma = \exp(2j\beta x)\left[\int -\frac{1}{2}\frac{d\ln Z}{dx}\exp(-2j\beta x)\,dx + C\right] \qquad (64)$$

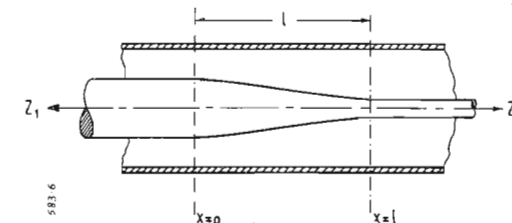



Fig. 9 - Adattamento tra due cavi d'impendenza caratteristica Z_1 e Z_2.

essendo C la costante d'integrazione. Poichè si deve avere $\Gamma = 0$ per $x = l$ il termine in parentesi quadra della (64) si deve annullare per $x = l$ e perciò:

$$C = \left[\int \frac{1}{2}\frac{d\ln Z}{dx}\exp(-2j\beta x)\,dx\right]_{x=l} \qquad (65)$$

Inoltre per $x = 0$, tenendo presente che, sempre per $x = 0$ si ha $\exp(2j\beta x) = 1$ la (64) diviene:

$$\Gamma = C - \left[\int \frac{1}{2}\frac{d\ln Z}{dx}\exp(-2j\beta x)\,dx\right]_{x=0} \qquad (66)$$

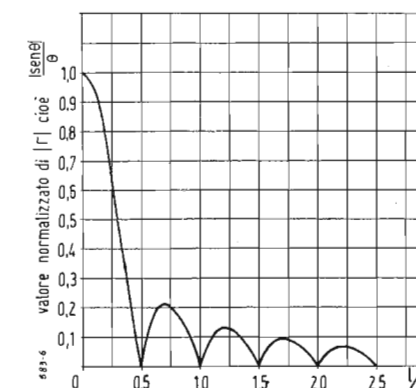



Fig. 10 - Andamento della funzione $|\text{sen}\,\theta|/\theta$ in funzione di l/λ.

Tenendo presente la (65) la (66) diviene:

$$\Gamma = \int_0^l \frac{1}{2}\frac{d\ln Z}{dx}\exp(-2j\beta x)\,dx. \qquad (67)$$

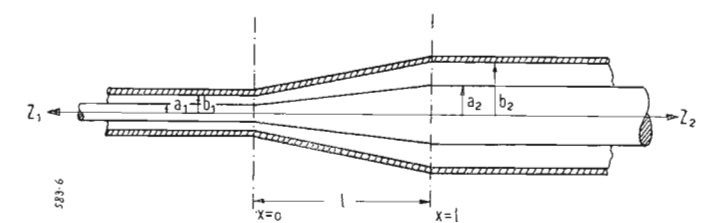



Fig. 11 - Linea di raccordo con variazione lineare delle dimensioni geometriche.

In definitiva dunque il coefficiente di riflessione nel punto $x = 0$, punto d'inizio del raccordo verso il generatore, cioè il coefficiente di riflessione complessivo introdotto dal solo raccordo, è dato dalla (67).

2. - LINEE ESPONENZIALI.

Supponiamo ora di voler realizzare l'adattamento fra i due cavi d'impedenza caratteristica Z_1 e Z_2 della fig. 9. È intuitivo che per avere adattamento, cioè un coefficiente di riflessione piccolo, è necessario che l'impedenza caratteristica dello spezzone di raccordo vari con dolcezza e gradualità da Z_1 a Z_2. Ne consegue che l'impedenza caratteristica del raccordo deve variare lentamente al variare di x e perciò ancora più lentamente deve variare con la x il suo logaritmo naturale. È pertanto spontaneo porre che la variazione del logaritmo naturale dell'impedenza caratteristica del raccordo, cioè la derivata rispetto ad x non vari a sua volta con x, cioè sia costante. Scriviamo perciò:

$$\frac{d\ln Z}{dx} = K \qquad (68)$$

da cui integrando:

$$\ln Z = Kx + \ln H \qquad (69)$$

essendo K una costante ed avendo espresso con $\ln H$ la costante d'integrazione. Dalla (69) si ha ancora:

$$Z = H\exp(Kx). \qquad (70)$$

L'impedenza caratteristica dello spezzone di raccordo deve dunque variare con questa legge, cioè secondo una

funzione esponenziale della x, donde il nome di linea esponenziale. Dalla (70), tenendo presente che per $x = 0$ si deve avere $Z = Z_1$ si ha:

$$H = Z_1 \qquad (71)$$

sostituendo la (71) nella (69) e tenendo presente che per $x = l$ si deve avere $Z = Z_2$ si ricava agevolmente:

$$K = \frac{1}{l} \ln \frac{Z_2}{Z_1}. \qquad (72)$$

Applicando ora la (67) e tenendo presente che $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, ove λ e la lunghezza d'onda nel cavo, nonchè le (68) e (72) si trae immediatamente sostituendo ed integrando:

$$\Gamma = -j \frac{\lambda}{8\pi l} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \left[1 - \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} l\right)\right]. \qquad (73)$$

Ponendo:

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} l, \qquad (74)$$

il modulo del coefficiente di riflessione trovato in (73) risulta:

$$r = |\Gamma| = \frac{1}{4\theta} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \left| [1 - \exp(-j2\theta)] \right| = \frac{1}{4\theta} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \left| 1 - \cos 2\theta + j \operatorname{sen} 2\theta \right| = \frac{1}{2} \left| \ln \frac{Z_2}{Z_1} \right| \frac{|\operatorname{sen} \theta|}{\theta} \qquad (75)$$

si osservi che se $l = 0$, cioè, per la (74), $\theta = 0$, la (75) diviene:

$$r = |\Gamma| = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \qquad (76)$$ [1]

Ma porre $l = 0$, cioè supporre che il raccordo esponenziaie abbia lunghezza nulla, significa ammettere che le due linee sono direttamente connesse fra loro, senza interposizione di nessun raccordo, ed il coefficiente di riflessione risulta:

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad \text{da cui} \quad r = |\Gamma| = \frac{\left| \frac{Z_2}{Z_1} - 1 \right|}{\frac{Z_2}{Z_1} + 1} \qquad (77)$$

Le (76) e (77) praticamente coincidono come immediatamente si verifica sviluppando in serie [2] la (77) ed arrestandosi al primo termine. Gli altri termini della serie sono assai piccoli in quanto $\frac{Z_2}{Z_1} - 1 \Big/ \frac{Z_2}{Z_1} + 1$ è sempre minore di 1. L'errore, assai lieve, introdotto è comunque dovuto all'approssimazione introdotta nella (63) trascurando Γ^2 rispetto all'unità. Nella fig. 10 è riportato l'andamento della funzione $|\operatorname{sen} \theta|/\theta$ in funzione di l/λ. Il valore che si rileva sulle ordinate è perciò il valore del modulo del coefficiente di riflessione normalizzato, cioè il rapporto fra il vero modulo del coefficiente di riflessione e quello che si avrebbe qualora i due cavi d'impedenza caratteristica Z_1 e Z_2 rispettivamente fossero direttamente connessi fra loro senza l'interposizione di alcun trasformatore. Cerchiamo comunque anche in questo caso di giungere ad una formula approssimata, ma semplice, che ci consenta di esaminare più direttamente il comportamento del trasformatore al variare della frequenza e ci consenta altresì un confronto diretto con gli altri tipi di trasformatori esaminati nella prima parte di questo lavoro. Dalla fig. 10 appare evidente che è utile scegliere la lunghezza del raccordo esponenziale in modo che, al centro della banda passante, si annulli il modulo del coefficiente di riflessione. cioè porre l pari ad un numero intero n di semilunghezze d'onda al centro banda, cioè:

$$l = n \frac{\lambda_0}{2} \qquad (78)$$

Ne deriva, per la (74):

$$\theta = \frac{n\pi\lambda_0}{\lambda} \qquad (79)$$

Con la (79) la (75) diviene:

$$r = |\Gamma| = \frac{1}{2} \left| \ln \frac{Z_2}{Z_1} \right| \cdot \frac{\left| \operatorname{sen} \frac{n\pi\lambda_0}{\lambda} \right|}{\frac{n\pi\lambda_0}{\lambda}} = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{\left| \operatorname{sen} \frac{n\pi f}{f_0} \right|}{\frac{n\pi f}{f_0}}. \qquad (80)$$

Se f non differisce molto da f_0 si può confondere il seno riportato al primo quadrante con l'arco, cioè:

$$\operatorname{sen} \frac{n\pi f}{f_0} \approx \frac{n\pi f}{f_0} - n\pi = n\pi \left(\frac{f}{f_0} - 1 \right). \qquad (81)$$

Tenendo conto della (81) la (80) diviene

$$r = |\Gamma| = \frac{1}{2} \left| \ln \frac{Z_2}{Z_1} \right| \frac{\left| n\pi \left(\frac{f}{f_0} - 1 \right) \right|}{\frac{n\pi f}{f_0}} = \frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1} \left| 1 - \frac{f_0}{f} \right| \qquad (82)$$

Poichè, come già dimostrato con lo sviluppo in serie:

$$\frac{1}{2} \left| \ln \frac{Z_2}{Z_1} \right| \approx \frac{\left| \frac{Z_2}{Z_1} - 1 \right|}{\frac{Z_2}{Z_1} + 1} \approx \frac{|Z_2 - Z_1|}{2 Z_M}.$$

Avendo indicato con Z_M la media aritmetica fra Z_1 e Z_2: ne consegue

$$r = |\Gamma| = \frac{1}{2} \frac{|Z_2 - Z_1|}{Z_M} \left| 1 - \frac{f_0}{f} \right| \qquad (83)$$

Da cui, con l'approssimazione (19) si ha:

$$\rho = 1 + \frac{|Z_2 - Z_1|}{Z_M} \left| 1 - \frac{f_0}{f} \right| \qquad (84)$$

Esaminiamo ora attentamente la teoria delle linee esponenziali.

Supponendo la linea non dissipativa si ha:

$$z = j\omega L \quad ; \quad y = j\omega C$$

ove L e C sono rispettivamente l'induttanza in serie e la capacità in parallelo per unità di lunghezza della linea nel punto generico x. Dalla (54) si ha perciò, tenendo conto delle (70) e (71):

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_1 \exp(Kx)$$

(1) Si ricordi che $\lim_{\theta \to 0} \frac{\operatorname{sen} \theta}{\theta} = 1$

(2) Si ricordi che:

$$\ln x = 2 \left[\frac{x-1}{x+1} + \frac{1}{3} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{x-1}{x+1} \right)^5 \ldots \right]$$

Per soddisfare tale equazione è sufficiente porre:

$$L = L_1 \exp(Kx) \quad (85) \quad ; \quad C = C_1 \exp(-Kx) \quad (86)$$

Dave con L_1 e C_1 si sono indicate rispettivamente l'induttanza in serie e la capacità in parallelo per unità di lunghezza della linea nel punto $x = 0$. Dalla (85) si ricava:

$$\frac{dL}{dx} = K L_1 \exp(Kx) = KL \qquad (87)$$

Derivando la (52) rispetto ad x e tenendo conto della (87) si ottiene:

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{d}{dx}(j\omega L I) = -j\omega L \frac{dI}{dx} - j\omega K L I \qquad (88)$$

Dalla (86) si ricava invece:

$$\frac{dC}{dx} = -K C_1 \exp(-Kx) = -KC \qquad (89)$$

Derivando la (53) rispetto ad x e tenendo conto della (89) si ha:

$$\frac{d^2 I}{dx^2} = -\frac{d}{dx}(j\omega C V) = -j\omega C \frac{dV}{dx} + j\omega K C V \qquad (90)$$

La (88) tenendo conto della (52) e della (53), nonchè delle (85) e (86) diviene:

$$\frac{d^2 V}{dx^2} - K \frac{dV}{dx} + \omega^2 L_1 C_1 V = 0 \qquad (91)$$

Analogamente la (90), ricordando le (52), (53), (85) e (86) diviene:

$$\frac{d^2 I}{dx^2} + K \frac{dI}{dx} + \omega^2 L_1 C_1 I = 0 \qquad (92)$$

L'equazione ausiliaria per la (91) è:

$$\gamma^2 - K\gamma + \omega^2 L_1 C_1 = 0$$

da cui si ricava:

$$\gamma = \frac{K}{2} \pm \sqrt{\frac{K^2}{4} - \omega^2 L_1 C_1} = \frac{K}{2} \pm j\beta \qquad (93)$$

Avendo posto:

$$j\beta = \sqrt{\frac{K^2}{4} - \omega^2 L_1 C_1} \qquad (94)$$

Ne consegue che la soluzione generale della (91) è:

$$V = V_i \exp\left(\frac{K}{2} - j\beta \right) x + V_r \exp\left(\frac{K}{2} + j\beta \right) x \qquad (95)$$

Ove V_i e V_r indicano rispettivamente le ampiezze dell'onda di tensione incidente e riflessa nel punto $x = 0$. Analogamente, poichè l'equazione ausiliaria della (92) è:

$$\gamma^2 + K\gamma + \omega^2 L_1 C_1 = 0,$$

utilizzando la posizione (94) si ricava:

$$\gamma = -\frac{K}{2} \pm \sqrt{\frac{K^2}{4} - \omega^2 L_1 C_1} = -\frac{K}{2} \pm j\beta \qquad (96)$$

La soluzione generale della (92) è perciò:

$$I = I_i \exp\left(-\frac{K}{2} - j\beta \right) x + I_r \exp\left(-\frac{K}{2} + j\beta \right) x \qquad (97)$$

ove I_i ed I_r indicano rispettivamente le ampiezze dell'onda di corrente incidente e riflessa nel punto $x = 0$. Dalla (52) e dalla (95) si ha, per l'onda incidente:

$$\frac{dV_i(x)}{dx} = \left(\frac{K}{2} - j\beta \right) V_i \exp\left(\frac{K}{2} - j\beta \right) x = -j\omega L \, I_i \exp\left(-\frac{K}{2} - j\beta \right) x$$

Da cui, ricordando la (85):

$$Z_i(x) = \frac{V_i(x)}{I_i(x)} = \frac{V_i \exp\left(\frac{K}{2} - j\beta \right) x}{I_i \exp\left(-\frac{K}{2} - j\beta \right) x} = \frac{-j\omega L}{\frac{K}{2} - j\beta} = \frac{-j\omega L_1}{\frac{K}{2} - j\beta} \exp(Kx) \qquad (98)$$

essendo $Z_i(x)$ l'impedenza caratteristica dell'onda incidente.

Analogamente dalla (95) e dalle (52) e (97) si trae, per l'onda riflessa:

$$\frac{dV_r(x)}{dx} = \left(\frac{K}{2} + j\beta \right) V_r \exp\left(\frac{K}{2} + j\beta \right) x = -j\omega L \, I_r \exp\left(-\frac{K}{2} + j\beta \right) x$$

Da cui, ricordando la (85):

$$Z_r(x) = -\frac{V_r(x)}{I_r(x)} = -\frac{V_r \exp\left(\frac{K}{2} + j\beta \right) x}{I_r \exp\left(-\frac{K}{2} + j\beta \right) x} = \frac{j\omega L}{\frac{K}{2} + j\beta} = \frac{j\omega L_1}{\frac{K}{2} + j\beta} \exp(Kx) \qquad (99)$$

essendo $Z_r(x)$ l'impedenza caratteristica dell'onda riflessa [3].

Se $\frac{K}{2} \ll \beta$, cioè, per la (94) se:

$$\frac{K^2}{4\omega^2 L_1 C_1} \ll 1 \qquad (100)$$

si ricava:

$$\frac{K}{2} - j\beta \approx -j\beta = -j\omega \sqrt{L_1 C_1} \qquad (101)$$

nonchè:

$$\frac{K}{2} + j\beta \approx j\beta = j\omega \sqrt{L_1 C_1} \qquad (102)$$

Sostituendo la (101) nella (98) e la (102) nella (99) si ricava:

$$Z_i(x) \approx Z_r(x) \approx \frac{\omega L_1}{\beta} \exp(Kx) =$$

(3) Ricordiamo che l'impedenza caratteristica dell'onda riflessa è definita da:

$$Z_r(x) = -\frac{V_r(x)}{I_r(x)}$$

$$= \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \exp(Kx) = Z_1 \exp(Kx)$$

Con la ipotesi (100) si può perciò parlare di una impedenza caratteristica della linea esponenziale, impedenza che risulta indipendente dalla frequenza.

Affinchè nello spezzone di linea esponenziale considerato abbia luogo propagazione senza attenuazione della corrente e della tensione, cioè dell'energia, β deve risultare reale, altrimenti la linea assorbe energia, specie alle alte frequenze, dato che gli esponenziali in (95) e (97) risultano reali e β è proporzionale ad ω. Affinchè β sia reale (e quindi $j\beta$ immaginario) dev'essere, per la (94):

$$\omega^2 L_1 C_1 \geq \frac{K^2}{4} \quad \text{da cui} \quad \omega^2 \geq \frac{K^2}{4L_1C_1} \qquad (103)$$

La linea esponenziale si comporta quindi come un filtro passa alto in quanto sono trasmesse senza attenuazione solo le frequenze superiori alla frequenza di taglio, definita, per la (103) da:

$$f_t = \frac{K}{4\pi \sqrt{L_1 C_1}} \qquad (104)$$

Evidentemente, per i nostri scopi, è necessario lavorare nella zona trasparente, cioè senza attenuazione. La frequenza di taglio risulta tanto minore quanto più piccolo è K, cioè, per la (72), quanto più lungo è lo spezzone esponenziale, cioè quanto più lenta e graduale è la variazione di L e di C, e di conseguenza di Z, lungo la linea.

3. - LINEE DI RACCORDO CON VARIAZIONE LINEARE DELLE DIMENSIONI GEOMETRICHE.

Con riferimento alla fig. 11 consideriamo uno spezzone di cavo che, con variazione lineare delle dimensioni geometriche cioè del diametro interno del conduttore esterno e del diametro esterno del conduttore interno, raccordi due cavi di impedenza caratteristica Z_1 e Z_2 rispettivamente. Essendo l la lunghezza dello spezzone e a_1 ed a_2 i diametri esterni dei conduttori interni e b_1 e b_2 i diametri interni dei conduttori esterni rispettivamente del prino e del secondo cavo e denotando con a e b rispettivamente il diametro esterno del conduttore interno ed il diametro interno del conduttore esterno in una sezione generica del cavo di raccordo alla distanza x dal primo cavo, si ha evidentemente, poichè, fra 0 ed l, a deve variare da a_1 ad a_2 e b da b_1 a b_2

$$a = \frac{a_2 - a_1}{l} x + a_1 \qquad (105)$$

$$b = \frac{b_2 - b_1}{l} x + b_1 \qquad (106)$$

L'impedenza caratteristica in una sezione generica del raccordo alla distanza x dal primo cavo è perciò:

$$Z(x) = 60 \ln \frac{b}{a} = 60 \ln \frac{\frac{b_2 - b_1}{l} x + b_1}{\frac{a_2 - a_1}{l} x + a_1} \qquad (107)$$

Dalla (107) si trae immediatamente:

$$\frac{d \ln Z(x)}{dx} = \frac{1}{Z(x)} \frac{dZ(x)}{dx} = \frac{1}{60 \ln \frac{b}{a}} 60 \frac{a}{b} \frac{d}{dx}\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{1}{\ln \frac{b}{a}} \frac{a}{b} \frac{a \frac{db}{dx} - b \frac{da}{dx}}{a^2} = \frac{1}{\ln \frac{b}{a}} \frac{a \frac{b - b_1}{l} - b \frac{a - a_1}{l}}{ab} \qquad (108)$$

Dalla (108) si ricava:

$$\left[\frac{d \ln Z(x)}{dx}\right]_{x=0} = \frac{1}{\ln \frac{b_1}{a_1}} \cdot \frac{a_1 b_2 - a_2 b_1}{l a_1 b_1} = $$

$$= \frac{60}{Z_1 l} \left(\frac{b_2}{b_1} - \frac{a_2}{a_1}\right) \qquad (109)$$

e

$$\left[\frac{d \ln Z(x)}{dx}\right]_{x=l} = \frac{1}{\ln \frac{b_2}{a_2}} \cdot \frac{a_1 b_2 - a_2 b_1}{l a_2 b_1} = $$

$$= \frac{60}{Z_2 l} \left(\frac{a_1}{a_2} - \frac{b_1}{b_2}\right) \qquad (110)$$

Confrontando le (109) e (110) si ha infine:

$$\left[\frac{d \ln Z(x)}{dx}\right]_{x=l} = \frac{a_1 b_1 \ln \frac{b_1}{a_1}}{a_2 b_2 \ln \frac{b_2}{a_2}} \cdot \left[\frac{d \ln Z(x)}{dx}\right]_{x=0} = $$

$$= \frac{a_1 b_1 Z_1}{a_2 b_2 Z_2} \cdot \left[\frac{d \ln Z(x)}{dx}\right]_{x=0} \qquad (111)$$

Ciò premesso osserviamo che se l è abbastanza grande rispetto ad $a_2 - a_1$ ed a $b_2 - b_1$ sia a che b variano molto lentamente con la x. Anche l'impedenza caratteristica, se si suppone l abbastanza lungo, varia lentamente con la x, quindi il suo logaritmo varia con la x ancora più lentamente, si può perciò ritenere, con buona approssimazione, che la derivata del logaritmo naturale dell'impedenza caratteristica sia costante nell'integrazione. Con detta ipotesi la (67) si scrive:

$$\Gamma = \int_0^l \frac{1}{2} \frac{d \ln Z}{dx} \exp(-2j\beta x)\, dx = $$

$$= \left[-\frac{1}{4j\beta} \frac{d \ln Z}{dx} \exp(-2j\beta x)\right]_0^l = $$

$$= \frac{1}{4j\beta} \left[\frac{d \ln Z}{dx}\right]_{x=0} - \frac{1}{4j\beta} \left[\frac{d \ln Z}{dn}\right]_{x=l} \exp(-2j\beta x) \qquad (112)$$

Sostituendo nella (112) le (109) e (111) si ricava:

$$\Gamma = \frac{\lambda}{8j\pi l} \cdot \frac{a_1 b_2 - a_2 b_1}{a_1 b_1 \ln \frac{b_1}{a_1}} \left[1 - \frac{a_1 b_1 Z_1}{a_2 b_2 Z_2} \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} l\right)\right] = $$

$$= \frac{30\lambda}{4j\pi l Z_1} \left(\frac{b_2}{b_1} - \frac{a_2}{a_1}\right) \left[1 - \frac{a_1 b_1 Z_1}{a_2 b_2 Z_2} \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} l\right)\right] \qquad (113)$$

Se

$$a_1 b_2 - a_2 b_1 = 0 \quad \text{cioè se} \quad \frac{b_1}{a_1} = \frac{b_2}{a_2} \qquad (114)$$

da cui deriva $Z_1 = Z_2$, i coefficiente di riflessione è sempre nullo qualunque sia la lunghezza l del raccordo. In tal caso lo spezzone deve infatti variare le impedenze nel rapporto 1 : 1 raccordando le diverse dimensioni geometriche, ma, poichè non si hanno variazioni dell'impedenza caratteristica, non si hanno, nei limiti di validità delle ipotesi fatte, riflessioni, qualunque sia la lunghezza del raccordo. Se invece

$$a_1 b_1 Z_1 = a_2 b_2 Z_2 \qquad (115)$$

la (113) si riduce a:

$$\Gamma = -j \frac{30\lambda}{4\pi l} \frac{a_1 b_2 - a_2 b_1}{a_1 b_1 Z_1} \left[1 - \exp\left(-j \frac{4\pi}{\lambda} l\right)\right]$$

da cui, con la posizione (74) si ricava, in modo perfettamente analogo a quello seguito per ricavare la (75):

$$r = |\Gamma| = \frac{30}{a_1 b_1 Z_1} |a_1 b_2 - a_2 b_1| \cdot \frac{|\text{sen}\,\theta|}{\theta} \qquad (116)$$

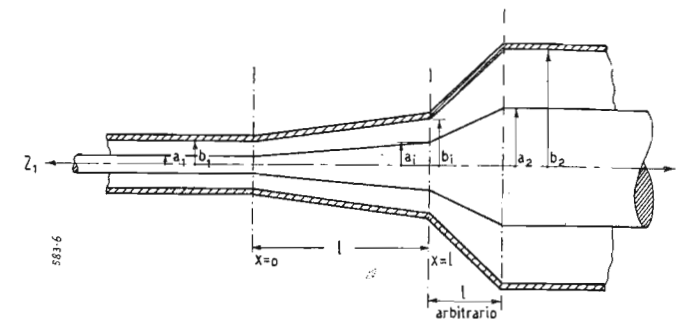



Fig. 12 - Altro tipo di linea di raccordo con variazione lineare delle dimensioni geometriche.

Anche in questo caso il modulo del coefficiente di riflessione varia come la funzione $\frac{|\text{sen}\,\theta|}{\theta}$ riportata in fig. 10 in funzione di l/λ, essendo però il coefficiente di normalizzazione

$$\frac{30}{a_1 b_1 Z_1} |a_1 b_2 - a_2 b_1| = \frac{30}{Z_1} \left|\frac{b_2}{b_1} - \frac{a_2}{a_1}\right|.$$

Anche in questo caso valgono le considerazioni fatte nel paragrafo 2 circa la lunghezza del raccordo e le formule approssimate cui si può giungere, tenendo presente che le formule stesse diversificano solo per il fattore di normalizzazione.

Tuttavia la condizione (115) generalmente non è soddisfatta. Siccome però con tale condizione il valore del modulo del coefficiente di riflessione è più basso che nel caso generale è utile provvedere all'adattamento in due tempi. Un primo spezzone, di lunghezza data dalla (78) provvede all'intera trasformazione d'impedenza variando le dimensioni geometriche da a_1, b_1 ad a_i b_i ove queste ultime si ricavano dalle relazioni:

$$a_1 b_1 Z_1 = a_i b_i Z_2 \qquad (117)$$

$$\frac{b_i}{a_i} = \frac{b_2}{a_2}. \qquad (118)$$

Abbiamo così soddisfatto la condizione (115) e quindi abbiamo una riflessione minore di quella che avremmo ottenuto raccordando i due cavi e contemporaneamente abbiamo realizzato la trasformazione d'impedenza, giacchè, se è soddisfatta la (118) l'impedenza del cavo di dimensioni geometriche a_i e b_i è Z_2. Un secondo spezzone di lunghezza arbitraria, fig. 12, provvede all'ulteriore raccordo delle dimensioni geometriche senza ulteriori variazioni d'impedenza e non introducendo perciò, nei limiti di validità delle ipotesi fatte, alcuna riflessione.

4. - LINEE IPERBOLICHE.

Ancora con riferimento alla fig. 9 si può dimostrare che, interponendo uno spezzone di cavo la cui impedenza caratteristica varia lungo lo spezzone stesso secondo una opportuna legge dipendente da una funzione ipercolica della posizione (cioè della x) si ottiene un modulo del coefficiente di riflessione pressochè indipendente dalla frequenza e che non presenta perciò le ondulazioni della fig. 10, cioè un susseguirsi di risonanze ed antirisonanze, tipiche dei due tipi di trasformatori esaminati nei precedenti paragrafi. Accenniamo qui ad un solo tipo di linea iperbolica, avvertendo tuttavia che realizzazioni in cui l'impedenza caratteristica varia secondo altre, opportune funzioni iperboliche della posizione, conducono a risultati analoghi. Supponiamo di imporre la condizione che l'impedenza caratteristica dello spezzone di raccordo sia funzione della posizione secondo la legge:

$$Z(x) = \sqrt{Z_1 Z_2} \exp\left[\frac{\text{Th}\,\alpha\left(\frac{x}{l} - \frac{1}{2}\right)}{2\text{Th}\,\frac{\alpha}{2}} \cdot \ln \frac{Z_2}{Z_1}\right] \qquad (119)$$

essendo α una costante numerica che determiniamo in modo che si abbia $Z(0) = Z_1$. Ponendo $\alpha = 6$ per $x = 0$ si ha:

$$Z(0) = \sqrt{Z_1 Z_2} \exp\left(\frac{\text{Th} - 3}{2\text{Th}3} \cdot \ln \frac{Z_2}{Z_1}\right) \qquad (120)$$

Poichè $\text{Th}\,3 = -\text{Th}\,(-3) = \frac{\text{Sh}\,3}{\text{Ch}\,3} - \frac{10{,}0179}{10{,}0677} \approx 1,$

si ricava dalla (120):

$$Z(0) = \sqrt{Z_1 Z_2} \exp\left(-\frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1}\right) = $$

$$= \sqrt{Z_1 Z_2} \exp\left(\ln \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}\right) = \sqrt{Z_1 Z_2} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} = Z_1$$

con un'approssimaziane assai grande, giacchè Th 3 differisce dall'unità per meno del 0,5 %. Si deve ancora avere $Z(l) = Z_2$; infatti, con le stesse ipotesi:

$$Z(l) = \sqrt{Z_1 Z_2} \exp\left(\frac{\text{Th}3}{2\text{Th}3} \cdot \ln \frac{Z_2}{Z_1}\right) = $$

$$= \sqrt{Z_1 Z_2} \exp\left(\frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1}\right) = Z_2$$

Dalla (119) si ha:

$$\frac{1}{2} \frac{d \ln Z(x)}{dx} = \frac{\alpha}{4l} \cdot \ln \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{\text{Sech}^2 \alpha \left(\frac{x}{l} - \frac{1}{2}\right)}{\text{Th}\,\frac{\alpha}{2}}$$

e quindi la (67) diviene

$$\Gamma = \int_0^l \frac{\alpha}{4l} \cdot \ln \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{\text{Sech}^2 \alpha \left(\frac{x}{l} - \frac{1}{2}\right)}{\text{Th}\,\frac{\alpha}{2}} \exp(-2j\beta x)\, dx$$

Non è possibile procedere all'integrazione pervenendo a funzioni analitiche semplici. Si è pertanto determinato il valore del modulo del coefficiente di riflessione $r = |\Gamma|$ con integrazione grafica. Nella fig. 13 si è riportato il valore di $r = |\Gamma|$ normalizzato, cioè diviso per il modulo del coefficiente di riflessione che si otterrebbe qualora i due cavi fossero direttamente connessi fra loro, senza l'interposizione di nessun raccordo, pari, come si è detto, a circa $\frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1}$, in funzione di l/λ. Come si vede detta curva non presenta le ondulazioni tipiche degli altri casi e, per valori di l/λ maggiori di 2, diviene pressochè orizzontale, cosicchè al variare di λ, cioè della frequenza, non si hanno praticamente variazioni nel modulo del coefficiente di riflessione, di conseguenza, entro certi limiti, tale tipo di trasformatore si comporta come un circuito aperiodico, privo di selettività.

5. - ESEMPIO DI CALCOLO.

Si abbia un generatore nella gamma 1800-4200 MHz la cui uscita sia in bocchettone coassiale d'impedenza caratteristica $Z_1 = 37{,}2\ \Omega$ e risulti adattato guardando verso il generatore. Le dimensioni geometriche del bocchettone d'uscita siano

diametro interno del conduttore esterno: $b_1 = 23{,}6$ mm.
diametro esterno del conduttore interno $a_1 = 12{,}7$ mm.

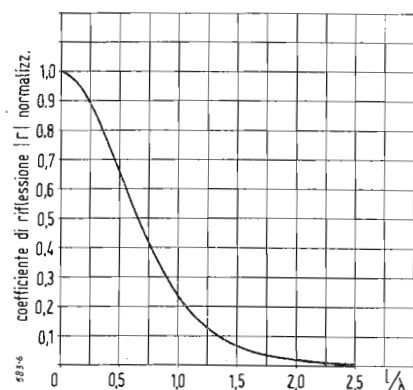



Fig. 13 - Valore di $r = |\Gamma|$ normalizzato

Il dielettrico che separa i due conduttori sia aria. Si debba raccordare tale bocchettone con il bocchettone d'ingresso di un misuratore d'onda stazionaria (o di altre apparecchiature), anch'esso coassiale in aria, ma d'impedenza caratteristica $Z = 149\ \Omega$. Le dimensioni geometriche di questo secondo bocchettone siano:

diametro interno del conduttore esterno: $b = 12{,}7$ mm.
diametro esterno del conduttore interno: $a = 1{,}06$ mm.

Si deve dunque adattare, tramite un opportuno trasformatore, un cavo da 37,2 Ω d'impedenza caratteristica ed un cavo di 149 Ω d'impedenza caratteristica per tutta la gamma 1800-4200 MHz. Supponiamo che sia richiesto, per le esigenze d'impiego, che detto trasformatore presenti in tutta la gamma un rapporto di onda stazionaria minore di 1,2. Esamineremo separatamente le tre soluzioni trattate in sede teorica.

5.1. - Trasformatore esponenziale

La frequenza centrale della gamma è di 3000 MHz cui corrisponde una lunghezza d'onda in aria $\lambda_0 = 10$ cm Dalla (71) si ricava $H = Z_1 = 37{,}2\ \Omega$ e dalla (72):

$$K = \frac{1}{l} \ln \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1{,}38}{l} \qquad (121)$$

La lunghezza del raccordo dev'essere, per la (78):

$$l = n \frac{\lambda_0}{2} = 5 \,.\, n \text{ cm.}$$

Riteniamo utile, come subito chiariremo, scegliere $n = 5$ semilunghezze d'onda, di conseguenza $l = 25$ cm e $l/\lambda_0 = 2{,}5$. Il coefficiente di normalizzazione vale, nel nostro caso:

$$\frac{1}{2} \ln \frac{Z_2}{Z_1} = 0{,}69$$

Poichè le frequenze limiti di banda sono 4200 MHz cui corrisponde in aria una lunghezza d'onda di 7,15 cm e 1800 MHz cui corrisponde in aria una lunghezza d'onda di 16,66 cm, nella banda interessata il rapporto l/λ varia fra valori:

$$\frac{l}{\lambda_{min}} = 3{,}5 \quad \text{e} \quad \frac{l}{\lambda_{max}} = 1{,}5$$

Si vede dalla fig. 10 che per contenere per tutta la gamma il modulo del coefficiente di riflessione sotto il limite richiesto ($\rho < 1{,}2$) si deve avere $l/\lambda_0 = 2{,}5$, con detta ipotesi, da noi già premessa, il modulo del coefficiente di riflessione normalizzato ha il massimo valore nella gamma di circa 0,095 (in corrispondenza di $l/\lambda_0 = 1{,}7$, cioè ad $f = 2040$ MHz) e quindi il più elevato modulo del coefficiente di riflessione nell'intera gamma vale:

$$0{,}69 \,.\, 0{,}095 = 0{,}065$$

cui corrisponde un rapporto di onda stazionaria:

$$\rho = \frac{1 + 0{,}065}{1 - 0{,}065} = 1{,}14$$

valore soddisfacente. Dalla (121) si ricava ora:

$$K = \frac{1{,}38}{25} = 0{,}0552$$

L'impedenza caratteristica deve perciò variare lungo la linea esponenziale, in ossequio alla (70), con la legge:

$$Z = 37{,}2 \exp (0{,}0552\, x)\ \Omega$$

esprimendo naturalmente x in cm. Prima di procedere oltre è necessario sincerarsi che il raccordo esponenziale lavori alquanto al disopra della sua frequenza di taglio, espressa dalla (104). È perciò necessario determinare la capacità in parallelo e l'induttanza in serie per unità di lunghezza del cavo nel punto ove $x = 0$, cioè nel bocchettone da 37,2 Ω. Si ha:

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln \dfrac{b_1}{a_1}} = 0{,}9 \text{ pF/cm}$$

$$L_1 = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b_1}{a_1} = 0{,}001239 - \mu\text{H/cm}$$

Applicando ora la (104) si ottiene:

$$f_t = 132{,}5 \text{ MHz.}$$

Poichè lavoriamo molto al disopra di tale frequenza da questo punto di vista siamo perfettamente tranquilli.

Circa il dimensionamento effettivo del cavo osserviamo che si deve avere:

$$Z = 37{,}2 \exp (0{,}0552\, x) = 138 \lg \frac{b}{a} \qquad (122)$$

Per facilità di lavorazione facciamo variare linearmente b fra b_1 e b_2 ed addossiamo la lavorazione più complessa al conduttore interno più facile da lavorare al tornio. Ponendo $b = Ax + B$ affinchè per $x = 0$ si abbia $b = b_1 = 23{,}6$ si deve avere $B = 23{,}6$ e, affinchè per $x = 25$ si abbia $b = b_2 = 12{,}7$ si deve avere $A = -\dfrac{12{,}7 - 23{,}6}{25} = -0{,}436$. Si deve dunque avere $b = -0{,}436\, x + 23{,}6$ esprimendo sempre x in cm e ricavando b in mm. Dalla (121) si deduce ora:

$$0{,}27 \exp (0{,}0552\, x) = \lg \frac{-0{,}436\, x + 23{,}6}{a}$$

da cui:

$$\frac{-0{,}436\, x + 23{,}6}{2} = 10^{\,0{,}27 \exp (0{,}0552x)} = 1{,}86^{\exp (0{,}0552x)}$$

ed infine:

$$a = \frac{23{,}6 - 0{,}436\, x}{1{,}86^{\exp (0{,}0552x)}}$$

Dando ad x vari valori in [cm] fra 0 e 25 si possono così determinare le dimensioni geometriche del raccordo punto per punto.

5.2. - Trasformatore a variazione lineare delle dimensioni geometriche.

Per quanto detto in sede teorica il trasformatore si comporrà di due raccordi. Il primo raccordo deve essere, per considerazioni analoghe a quelle testè svolte, della lunghezza $l = 25$ cm. Questo primo raccordo deve trasformare l'impedenza caratteristica da 37,2 Ω a 149 Ω giungendo però a dimensioni geometriche definite dalla (117) e (118). Applicando dette relazioni si ha:

$$12{,}7 \,.\, 23{,}6 \,.\, 37{,}2 = a_i b_i \,.\, 149$$

e

$$\frac{b_i}{a_i} = 12$$

da cui si ricava

$$a_i = 2{,}5 \text{ mm.} \qquad b_i = 30 \text{ mm.}$$

Questo primo trasformatore implica un modulo del coefficiente di riflessione normalizzato uguale al caso precedente, cioè di 0,095, poichè variano con la stessa legge. Il coefficiente di normalizzazione è invece:

$$\frac{30\,|\,a_1 b_i - a_i b_1\,|}{a_1 b_1 Z_1} = \frac{30\,|\,12{,}7 \,.\, 30 - 2{,}5 \,.\, 23{,}6\,|}{12{,}7 \,.\, 23{,}6 \,.\, 37{,}2} = 0{,}868$$

Perciò il modulo del coefficiente di riflessione è:

$$0{,}095 \,.\, 0{,}868 = 0{,}0825$$

Di conseguenza il rapporto di onda stazionaria è:

$$\rho = \frac{1 + 0{,}0825}{1 - 0{,}0825} = 1{,}18$$

Questo raccordo è seguito da un secondo raccordo avente rapporto di trasformazione 1:1 e di lunghezza arbitraria, avente unicamente lo scopo di raccordare le dimensioni geometriche. Nel nostro caso esso dovrà provvedere a raccordare un cavo avente $a_i = 2{,}5$ mm, $b_i = 30$ mm ad un cavo avente $a_2 = 1{,}06$ mm, $b_2 = 12{,}7$ mm che, soddisfacendo alla (114), cioè non variando le impedenze caratteristiche, non provoca, nei limiti di validità delle nostre ipotesi, ulteriori riflessioni.

5.3. - Trasformatore iperbolico.

Ponendo ancora $l = 25$ cm, come è consigliabile dopo un esame della fig. 13, ed anche allo scopo di avere confronti diretti con gli altri casi, nonchè ponendo nella (119) $\alpha = 6$ ricaviamo subito, dalla (119) la legge secondo la quale deve variare l'impedenza caratteristica in funzione della posizione x:

$$Z(x) = 74{,}3 \exp [0{,}69 \text{ Th } (0{,}24\, x - 3)]\ \Omega \qquad (123)$$

esprimendo x in cm. Come si vede dalla fig. 13 il punto più sfavorevole dell'intera gamma si ha alla frequenza più bassa, cioè a 1800 MHz, cui corrisponde $\lambda_{max} = 16{,}7$ cm e perciò $l/\lambda_{max} = 1{,}5$.

In corrispondenza si ha un modulo del coefficiente di riflessione normalizzato di circa 0,07. Poichè il coefficiente di normalizzazione è dato dal modulo del coefficente di riflessione che si ottiene allorchè i due cavi sono connessi direttamente, esso vale, nel nostro caso:

$$\frac{149 - 37{,}2}{149 + 37{,}2} = 0{,}6$$

Di conseguenza il modulo del coefficiente di riflessione vale alla frequenza più sfavorevole della gamma:

$$0{,}6 \,.\, 0{,}07 = 0{,}042$$

Il relativo rapporto di onda stazionaria è:

$$\rho = \frac{1 + 0{,}042}{1 - 0{,}042} = 1{,}09$$

Determinata per punti l'impedenza caratteristica dalla (123) si possono agevolmente determinare le dimensioni geometriche del raccordo.

L'esempio numerico trattato nel paragrafo 5 di questa seconda parte e nel paragrafo 3.2 della prima parte è lo

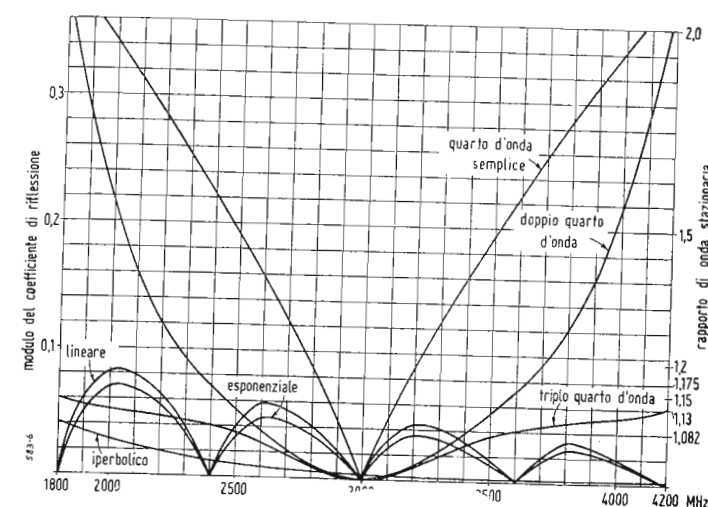



Fig. 14 - Andamento del modulo del coefficiente di riflessione in funzione della frequenza per varie soluzioni prospettate, di uno stesso problema.

stesso, cosicchè abbiamo ritenuto utile riportare, in fig. 14 l'andamento del modulo del coefficiente di riflessione in funzione della frequenza per le varie soluzioni prospettate, allo scopo di permettere un confronto diretto. Sulle ordinate a destra sono anche riportati i corrispondenti rapporti di onda stazionaria. Si noterà però che le soluzioni con trasformatori a variazioni continue d'impedenza possono essere ancora migliorate aumentando la lunghezza dei raccordi.

FINE

6. - BIBLIOGRAFIA.

A. T. Starr: *The non-uniform transmission line*, P.I.R.E. Giugno 1932, Vol. 20, pp. 1052-1063.

J. W. Arnold and R. C. Taylor: *Linearly tapered loaded transmission lines*, P.I.R.E., Novembre 1932, Vol. 20, pp. 1811-1817.

C. R. Burrows: *The exponential transmission line*, Bell. Sys. Tech. Jour., Ottobre 1938, Vol. 17, pp. 555-573.

H. A. Wheeler: *Transmission lines with exponential taper*, P.I.R.E., Gennaio 1939, Vol. 27, pp. 65-71.

L. R. Walker and N. Wax: *Non-uniform transmission lines and reflection coefficients*, Jour. Applied Physics, Dicembre 1946, Vol. 17, pp. 1043-1045.

J. R. Pierce: *Note on the transmission line equations in terms of impedence*, Bell. Sys. Tech. Jour., Aprile 1943, Vol. 22, pp. 263-265.

F. Bolinder: *Fourier transforms in the theory of inhomogeneous transmission lines*, P.I.R.E., Novembre 1950, Vol. 38, p. 1354.

H. J. Scott: *The hyperbolic transmission line as a matching section*, P.I.R.E., Novembre 1953, Vol. 41 N° 11, pp. 1654-1657.

G. L. Ragan: *Microwave Transmission Circuits*, MIT 9. Mc Graw-Hill, New-York 1948, pp. 305-311.

A. W. Gent and P. J. Wallis: *Impedance matching by tapered transmission lines*, The Jour. of the Institution of Electrical Engineers, Marzo-Maggio 1946, Vol. 93, parte III A, N° 1, pagg. 58-59.

Premesse di Eufonotecnica Teorica per la Costruzione di un Compositore Automatico di Musica (Combinatore di Polifoni) e di uno Strumento Totale

La Materia come Origine delle Onde Sonore La Omogeneità e la Leggerezza dei Suoni Gli Strumenti Musicali Tradizionali e Moderni Lo Strumento Totale

Il Timbro

di Italo Graziotin

Quarto articolo di questa serie

Fig. 1. - Esempio di reticolo atomico-molecolare.

1. - UTILITÀ AI FINI EUFONOTECNICI DELL'APPORTO CONOSCITIVO DELLE BRANCHE LIMITROFE ALL'ACUSTICA.

Sono stati considerati nei precedenti articoli i problemi fondamentali della consonanza-dissonanza e della natura delle note, cioè delle corrispondenti frequenze elementari ed ampiezze; sono state enunciate le leggi che reggono il fenomeno, sviluppati nelle appendici i calcoli per arrivare ai dati utili, unite le tabelle dei valori di dissonanza e di natura ed è stato dato uno sguardo allo sviluppo storico e alle applicazioni possibili.

Ora esaminerò gli altri aspetti essenziali ed immediati del fenomeno acustico-musicale in modo da arrivare ad una prima completezza: quella che contempli tutte le possibilità realizzative in un tempuscolo, cioè a prescindere dalle variazioni del complesso di suoni nel tempo. In altre parole più semplici, tuttavia meno concettualmente chiare, esaminerò il problema del timbro, partendo dalla struttura e relativa dinamica della materia oscillante, origine dei suoni, e giungendo a considerare ed utilizzare la conoscenza di alcune caratteristiche e limitazioni dell'orecchio ai fini delle applicazioni eufonotecniche. Arriverò così alla formulazione di altri due Principi Eufonotecnici: il Principio di Omogeneità Maggiore e il Principio di Leggerezza Maggiore. Infine, all'esame degli strumenti musicali tradizionali e moderni e alla conclusione delle premesse utili alla progettazione di uno Strumento Totale.

L'uomo ha esaminato il fenomeno del suono parecchio a fondo. Conosce la formula che regge l'oscillazione elementare, l'oscillazione ad esempio del pendolino semplice; è, così, arrivato alla Legge importante dell'Isocronismo; può complessare questa formula per risolvere oscillazioni non elementari; conosce come le oscillazioni si trasmettono: le longitudinali, le trasversali; come interagiscono, come arrivano all'orecchio e al cervello. L'uomo sa provocare l'oscillazione forzata di superfici laminari (membrane, coni) dietro impulsi elettrici o meccanici, sa conservare ricordo dei suoni e della musica, senza bisogno di utilizzare il proprio cervello, che avrebbe possibilità assai limitate, ed ha anche la capacità di trasformare gli impulsi sonori in impulsi elettrici, che hanno una tecnica di manipolazione ben più vasta.

Egli, da questa conoscenza, ricava i criteri utili alla costruzione degli strumenti musicali.

L'uomo, tuttavia, per estendere il proprio sapere in questo campo avrebbe bisogno dell'apporto conoscitivo di altri campi che si fondono in questo.

Una maggior conoscenza nel campo della materia, e precisamente della struttura delle molecole e degli atomi permetterebbe all'uomo di «*vedere*», ovvero di precisare con tre coordinate spaziali e una temporale, «*le oscillazioni atomico-molecolari*» e di calcolare di esse tutti i dati utili praticamente.

Una maggior conoscenza nel campo dell'individuo e precisamente delle caratteristiche complesse ed elementari dell'uomo, considerato come individuo, permetterebbe agli uomini di oggi di modificare sostanzialmente i proprii concetti ed atteggiamenti circa l'Arte, e di stabilire anzitutto un metro oggettivo di misura di ogni forma di Arte.

Una maggior conoscenza nel campo cerebrale e biologico, unitamente alla maggior conoscenza nel campo dell'individuo, permetterebbe oggi di chiarire il ciclo cerebrale creativo dell'artista, facilitando a questi l'alto e spesso difficile compito (per il quale è e rimarrà insostituibile) sia per effetto della chiarificazione stessa, sia coll'affidare a macchine o ad esecutori l'effettuazione della parte del ciclo creativo e realizzativo facilmente automatizzabile.

Delle elaborazioni e dei risultati conseguenti all'utilizzazione di una maggiore conoscenza nei campi dell'individuo e del cervello è stato succintamente trattato o lo sarà in vari punti dello sviluppo degli articoli di questa serie.

Qui, invece, viene opportuno esaminare come una conoscenza maggiore nel campo della materia permetterebbe, unitamente alle nozioni già acquisite cogli articoli secondo e terzo di questa serie, di arrivare a delle notevoli precisazioni teoriche utili allo studio degli strumenti musicali.

2. - NECESSITÀ DI CONOSCERE I RETICOLI MOLECOLARI E LA LORO CINEMATICA E DINAMICA.

Per poter, così, impostare una conoscenza della materia più essenziale, più completa che permetta una espansione della scienza acustica occorre rivolgersi a quell'avvenire abbastanza prossimo allorchè, superate certe zone oscure attuali, l'uomo di scienza padroneggerà le forme atomico-molecolari tanto da poterle disegnare, come egli ora disegna le forme macroscopiche.

L'uomo arriverà, così, a conoscere, mediante le tre coordinate spaziali ed una quarta coordinata: quella temporale, la localizzazione di tutti i punti d'applicazione dei tensori classici utili, in modo insostituibile, alla ricostruzione teorica dei dati sperimentali atomico-molecolari in genere.

Questa conoscenza forse da taluni già raggiunta, e che comunque è nella mente di Dio Creatore, non potrà essere palese prima che siano abbattute certe barriere all'occhio della mente dell'uomo, che dimentica le parole di Einstein: «*Non credo che Iddio abbia giocato ai dadi creando il mondo*» e crede nell'indeterminatezza essenziale, basandosi solo sull'indeterminatezza sperimentale dipendente dai mezzi (apparecchi, sensi, cervello).

Già, però, l'uomo si indirizza in tale senso come dimostrano l'affermarsi di ricercatori quali Pauling e Staudinger e le realizzazioni nel campo delle materie plastiche.

Probabilmente qualche scoperta accelererà questo indirizzo.

Noi, così, qui facciamo questo breve salto nell'avvenire utile a conoscere meglio le possibilità di sviluppo teorico dell'acustica e, così, a più chiaramente delineare certi importanti allacciamenti tra l'origine dei suoni e gli oscillogrammi di essi, e ad affermare con maggior chiarezza di visione teorica il Principio di Omogeneità Maggiore.

Nel prossimo avvenire l'uomo conoscerà i valori di tutti gli angoli che gli assi delle valenze atomiche, o assi di collegamento biatomico, formano tra loro in ogni sostanza. L'uomo conosce già i raggi atomici o ionici, anche se non per via propriamente teorica.

Con tali mezzi l'uomo potrà complessare mediante disegni tri o quadridimensionali gli atomi tra loro, proprio come, enormememte in piccolo, avviene in realtà.

Questa conoscenza è già ben assodata per gli atomi di carbonio, idrogeno, silicio, azoto ed altri; non però molti e comunque non, per ciascun atomo, completamente.

Inoltre l'uomo potrà, mediante opportune formule, arrivare a prevedere, nella quasi totalità, i dati sperimentali macroscopici relativi al complessamento molecolare.

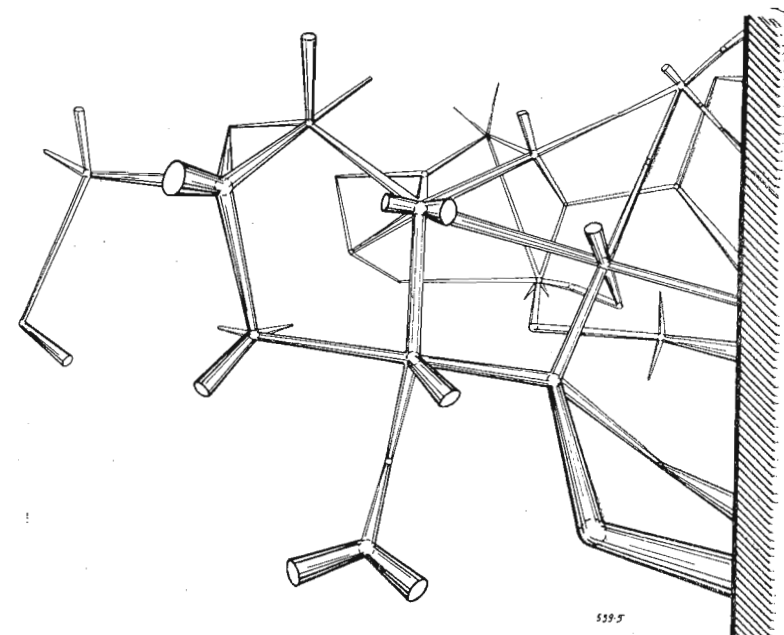
Ciò però che qui interessa è che l'uomo conoscerà, mediante disegni, le strutture reticolari delle sostanze, sia dei solidi che dei liquidi, come dei gas.

La conoscenza dei reticoli delle molecole libere o snodate delle sostanze pastose, liquide e gassose sarà utile alla determinazione delle velocità di propagazione delle onde, sia trasversali che longitudinali. E anche questo aspetto non interessa particolarmente ora.

Invece è particolarmente interessante lo studio del comportamento dei reticoli atomico-molecolari, in genere, all'urto con altri reticoli di grandi dimensioni, o corpi solidi, o di piccole dimensioni e in forte agitazione, o molecole di fluidi.

Su questo mi diffonderò un poco illustrando con schemi, opportunamente. Tali schemi di reticoli non sono stati disegnati agli scopi della chimica-fisica, cioè gli assi e gli angoli di valenza devono essere considerati arbitrari; però la tecnica costruttiva della materia si può considerare perfettamente rispettata.

I vincoli biatomici di tali reticoli sono, per semplicità da considerarsi inscindibili; così si esclude dall'esame tutta una serie di fenomeni legati alla scindibilità dei vincoli. Esempio i fenomeni di assorbimento coi quali l'energia incidente si trasforma in energia potenziale di maggior eccitazione orbitale atomica in seguito allo svincolo di certi atomi da certe posizioni e a rotazioni o spostamenti di essi. Così si escludono certi fenomeni chimici che possono essere provocati dalle onde acustiche. Nei suddetti reticoli, inoltre, è esclusa la oscillazione atomica inerente alla temperatura. Del resto questa oscillazione si somma senza elisione a quella provocata dagli urti coll'ambiente atomico-molecolare-reticolare esterno.

Successivamente considererò in breve le oscillazioni delle corde, caso particolare in ultima analisi corrispondente a quello del pendolino, e le onde sonore di propagazione delle onde stazionarie che si formano nelle cavità degli strumenti specialmente a fiato, conseguenti alle multiple riflessioni e le cui caratteristiche, oltre che dipendere dalla materia vibrante, dipendono dalla forma, dirò, macroscopica dello strumento, della cavità e dell'ambiente.

3. - ESEMPIO DI RETICOLO ATOMICO-MOLECOLARE.

Ecco lo schema (fig. 1) di un reticolo atomico-molecolare quale esempio.

4. - LEGGI DEL MOTO OSCILLATORIO DEL PENDOLO SEMPLICE O COMPOSTO (1) CHE TROVANO QUI APPLICAZIONE.

Riferendomi alla fisica classica ricordo che:

1°) Le piccole (2) oscillazioni di un pendolo sono isocrone;

2°) La durata dell'oscillazione, o periodo, non dipende dalla sostanza, nè dal peso oscillante (pallina);

3°) La durata dell'oscillazione è proporzionale alla radice quadrata della lunghezza.

Inoltre: Il Principio della indipendente coesistenza dei movimenti (3) e i calcoli di smorzamento delle oscillazioni (4).

5. - COME I RETICOLI ATOMICO-MOLECOLARI SI POSSONO CONSIDERARE UN COMPLESSO DI VINCOLATI PENDOLI COMPOSTI A OSCILLAZIONE SMORZATA.

Che le strutture dei reticoli materiali in genere, e del reticolo di fig. 2 in particolare, siano oscillanti dietro urti ambientali mi pare propriamente evidente in quanto tutti gli angoli di valenza atomica sono deformabili dietro sollecitazione opportuna. Ciò già è noto nella chimica-fisica, e tanto più lo sarà in un prossimo futuro. La fig. 3 chiarisce, mi pare bene il fenomeno.

Inoltre è importante osservare come questa deformabilità della struttura reticolare dipenda dalla forma del reticolo, oltre che dal valore di deformabilità dei singoli angoli di valenza. Le applicazioni di questa considerazione fondamentale sono ancora poco considerate dai chimici e dai fisici odierni. Quando lo scienziato baderà più alla forma dei reticoli e dei corpi comprenderà meglio molte modalità fenomeniche.

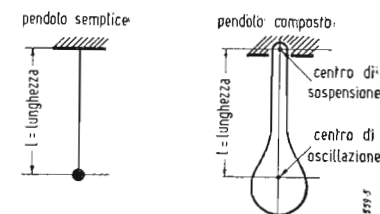



Fig. 2 - L'oscillazione elementare del pendolino. Il centro di sospensione è il centro o asse attorno a cui avviene la rotazione pendolare. Il centro di oscillazione è il punto secondo il quale, supponendo ivi concentrata tutta la massa oscillante, il pendolo semplice, o ideale risulta isocrono col pendolo composto, o reale. La lunghezza l è la distanza tra il centro di sospensione e il centro di oscillazione.

Senza approfondire e solo per rendere l'idea, ecco la fig. 4 colla quale mi pare sia palese come le caratteristiche di ampiezza e di frequenza di oscillazione siano strettamente dipendenti dalla forma, dalla

---

(1) G. Castelfranchi - *Fisica sperimentale ed applicata*, vol. I pag. 127 e 128

(2) Tali, cioè che l'arco si confonda con la corda.

(3) G. Castelfranchi, *loco citato*, pag. 22.

(4) G. Castelfranchi, *loco citato*, pag. 129.

microforma materiale. Molto analogamente, ad esempio, la microforma spiega l'elasticità e la durezza dei corpi.

Che poi le oscillazioni siano smorzate mi pare altrettanto evidente in quanto la massa oscillante urta contro le molecole del fluido circostante e nella fig. 1 non indicato per semplicità.

L'origine e la formazione de'l'onda sonora stanno nel fatto che con questi urti si trasmettono gli impulsi parziali di semiperiodo di data frequenza ed ampiezza, nel mentre che l'oscillazione pendolare si smorza ed annulla, fino ad un nuovo eventuale urto.

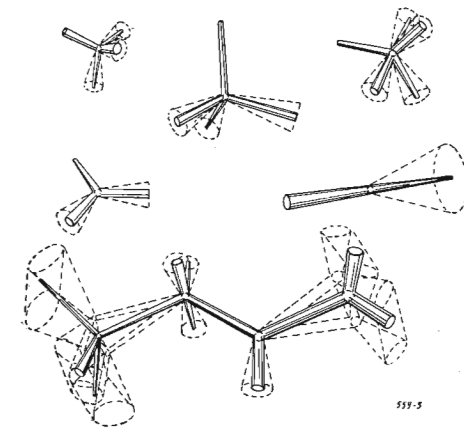



Fig. 3 - Deformabilità degli angoli di valenza nell'atomo e nella molecola.

A tratto pieno è indicata la struttura degli assi delle valenze non sottoposta a sollecitazione esterna. A linee punteggiate sono indicate le zone spaziali di possibile deformazione, considerando una estremità o una zona fissa di riferimento. L'ingrandimento è di 200 milioni di volte.

Così ogni reticolo atomico-molecolare si può ridurre al corrispondente complesso di pendoli composti.

6. - DETERMINAZIONE DELLA FREQUENZA, DELL'AMPIEZZA E DEL TIMBRO IN APPLICAZIONE DELLA LEGGE PENDOLARE.

Non è possibile entrare nel dedalo dei calcoli necessari a determinare tutte le lunghezze di tutti i pendoli composti rintracciabili nella struttura reticolare della fig. 1. Non è possibile neppure, in questa sede, indagare sulla teoretica e sulla sistematica di tali calcoli, e, del resto, non è necessario ai fini di questo articolo, già laborioso. È sufficiente rendersi conto come concettualmente lo sviluppo di tali calcoli sia possibile e come praticamente sia ottenibile in base a opportune semplificazioni.

7. - LE OSCILLAZIONI ATOMICO-RETICOLARI NEL CASO PARTICOLARE DELLE ONDE STRUMENTALI.

Ho esaminato finora il caso specifico del reticolo oscillante di fig. 1 come esempio generale.

Tale configurazione è costituita da protuberanze di diverso profilo e grossezza. Trattandosi sempre di protuberanze è evidente, in ogni caso in ragione della variabilità degli angoli di valenza, la conformazione pendolare, e quindi è chiaro come sia possibile calcolare la l o lunghezza.

Le oscillazioni, però, hanno luogo in molteplici modi. I vincoli spesso sono disposti in modo che l'oscillazione avviene non linearmente o nel piano, bensì nello spazio, dovendosi considerare così uguale alla somma di tre indipendenti oscillazioni perpendicolari tra loro.

Non è possibile sviluppare qui una casistica di tutte le cinematiche che la materia può assumere. Tuttavia è assai utile considerare succintamente il caso specifico delle corde strumentali, le quali, per coincidenze matematiche e pratiche particolari, hanno molta importanza nel campo artistico-musicale.

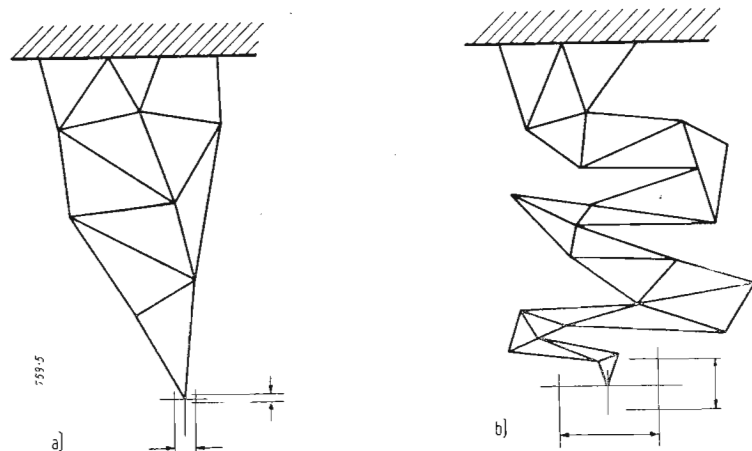
Nella corda strumentale si sommano sincronizzare le seguenti oscillazioni:

1) oscillazione di allungamento-accorciamento della corda,

2) oscillazione di ciascun punto materiale della corda, con traiettorie normali all'asse di oscillazione e giacenti su di un piano.

È particolare che il movimento di allungamento-accorciamento della corda sia in sincronismo col movimento dei punti materiali normalmente all'asse d'oscillazione e che tale movimento sia più o meno ampio a seconda del luogo sull'asse, vale a dire a seconda della distanza dai cosiddetti «nodi». Tutte queste condizioni devono sussistere, altrimenti si avrebbe un movimento non stazionario, bensì vario, irregolare, inutilizzabile artisticamente.

Come è ben noto esse si effettuano, per ragioni fisico-matematiche, semplicemente col tenere tesa la corda elastica ai due estremi, e il movimento è impresso agendo sulla corda.

A seconda del punto d'urto e tensione della corda si generano frequenze armoniche o altre, vale a dire che il valore di l si calcola in ragione della distanza di tale punto d'urto e tensione dai capi fissi. È chiaro, difatti, senza entrare in dettagli, come tanto più vicino è il punto d'urto al vincolo prossimo della corda, tanto più il valore di l diminuisce, e tanto più aumenta la frequenza, proprio come aumenta la frequenza d'oscillazione di un pendolino semplice raccorciando il filo.

Non è possibile in questa sede esaminare più a fondo. Solo osservo ancora, essendo un dato rilevante, che il fenomeno delle onde trasversali stazionarie dà luogo a molte oscillazioni armoniche per ragioni di struttura e della sua geometria, e per ragioni dinamiche.

8 - LA FORMA COMPLESSIVA DEL CORPO I CUI RETICOLI MATERIALI SONO IN OSCILLAZIONE E DELL'AMBIENTE IN CUI ESSO È POSTO (I fenomeni di riflessione, riverbero, interferenza, somma, battimenti, terzo suono, risonanza, smorzamento, le onde stazionarie e le onde di propagazione, gli strumenti a fiato, le sale di audizione, la cavità orale).

Anche la forma complessiva del corpo, i cui reticoli materiali sono in oscillazione, e la forma dell'ambiente, in cui il corpo è posto, hanno parecchia importanza.

Ciò perchè il suono, prima di essere diffuso nell'aria fino all'ascoltatore, subisce molti effetti, in ragione del suo percorso e della materia - forma che incontra durante il percorso, o perchè il suono subisce tali effetti, per le stesse ragioni, dopo aver oltrepassato l'ascoltatore, essere stato riflesso, anche ripetutamente, giungendo ancora, quindi, all'orecchio.

I principali tra questi effetti, in breve, sono i seguenti:

La *riflessione*, che avviene in tutte le parti a cavità o a schermo degli strumenti o dell'ambiente nel qual caso, se si verificano certe condizioni, si realizza sotto forma di eco.

Il *riverbero*, quando si sovrappongono le onde dirette con le onde riflesse. Sopratutto si effettua negli ambienti chiusi.

L'*interferenza*, quando più onde sonore si sovrappongono con uguale frequenza e opposta fase.

La *somma* delle intensità, quando le onde sonore si sovrappongono con uguale frequenza e fase.

I *battimenti*, ovvero succedersi di interferenze e somme di intensità in conseguenza delle frequenze non molto diverse di due onde sonore.

Il *terzo suono*, che altro non è che battimenti a frequenze superiori a 16 Hz, quindi non più udibile come periodico affievolirsi ed intensificarsi del suono, bensì udibile come vero e proprio suono

La *risonanza*, quando il valore di «l» dell'oscillatore reticolare materiale è il corrispondente alla frequenza dell'onda incidente. È un effetto importante sia negli strumenti che negli ambienti.

Non interessa qui un esame più a fondo di quello che già è stato sviluppato dagli studiosi sinora.

È solo utile aggiungere che la riflessione delle onde sonore si organizza, verifican-

Fig. 4 - Diversità d'ampiezza d'oscillazione a seconda della forma reticolare, a parità degli altri elementi.
a) piccole ampiezze d'oscillazione.
b) grandi ampiezze.

dos' particolari condizioni, in onde longitudinali stazionarie. Ciò avviene negli strumenti a fiato e nelle casse armoniche.

Anche queste onde stazionarie dànno luogo a molte armoniche per ragioni analoghe a quelle addotte a proposito delle onde stazionarie trasversali. Dalle onde stazionarie, fino allo smorzamento, si diffondono le onde di propagazione che arrivano all'ascoltatore. O, esaminando più a fondo, l'oscillazione reticolare materiale genera, fino al proprio smorzamento, onde di pressione e decompressione dell'aria circostante. E ciascuna di queste creste d'onda prosegue, si riflette, prosegue e si riflette ancora generando, in considerazione delle altre creste precedenti, una cosiddetta onda stazionaria. Quindi prosegue senza riflettersi, e si chiama, così, onda di propagazione, la quale giunge all'orecchio.

Negli strumenti a fiato, nelle casse armoniche, nelle sale di audizione queste nozioni trovano larga applicazione dipendendo il timbro dagli effetti subiti dall'onda sonora, oltre che dalla oscillazione complessa reticolare originaria.

Così anche nella cavità orale umana, ove le condizioni sono piuttosto complesse, e, analogamente, negli animali.

È tutto uno studio di complessamento geometrico-dinamico che non è possibile approfondire qui. È, comunque, un complessamento fenomenico concettualmente chiaro.

9. - FORMAZIONE DELLE ONDE SONORE PER AZIONE DI UN MEZZO OSCILLANTE COMANDATO (registrazione, somma, sottrazione, operazioni varie a priori sulle oscillazioni, stereofonia).

Verso la fine del secolo scorso l'uomo (Edison, Meucci-Bell, Siemens, Ford, ecc.) sviluppò alcuni tecnicismi che trovarono favorevole accoglienza nella nascente grande industria: fase di applicazioni pratiche dopo la fase di ricerca teorica della prima metà dello stesso secolo (Volta, Faraday, Ampère, Laplace, Gauss, ecc.).

Nel novero di tali tecnicismi va considerato il modo di provocare l'oscillazione acustica forzata di superfici di lamine o fogli; per la leggerezza richiesta, dietro impulsi elettrici o meccanici (la cuffia auricolare, l'altoparlante, il diaframma dei fonografi).

Col solo mezzo di impulsione meccanica l'uomo ottenne nuovi, ma limitati risultati, mentre il successivo mezzo di impulsione per induzione di campo magneto-elettrico gli permise, e tanto più gli permetterà, di lavorare sulla onda sonora prima che essa nasca, ottenendo vaste realizzazioni pratiche. Il primo passo su questa via fu quello di trasmettere a distanza gli impulsi sonori, previa trasformazione in impulsi elettrici e trasformazione di ritorno in impulsi acustici (telefono), e di depositare le onde sonore, per così dire, per poterle poi utilizzare al momento desiderato (cilindri e dischi fonografici).

Il secondo passo è stato quello di amplificare gli impulsi elettrici prima di trasformarli di ritorno in impulsi meccanici (ad esempio utilizzando l'amplificazione degli apparecchi radio), di aumentare la superficie della membrana rigenerante gli impulsi acustici (cono dell'altoparlante invece della lamina della cuffia auricolare o del ricevitore dell'apparecchio telefonico) di depositare e riutilizzare le onde sonore usando i mezzi elettrici (incisione elettrica, registrazione a nastro o filo magnetico) o i mezzi ottici (cellula fotoelettrica, onda grafica, film sonori) e, infine, di trasmettere a distanza, anche enorme, gli impulsi sonori trasformati in impulsi elettromagnetici (generazione e ricezione mediante gli apparecchi radiofonici).

Il tecnicismo di «traduzione» o «trasporto» degli impulsi è ora sufficientemente rigoroso da permettere riproduzione di suoni quasi perfette.

Sopratutto, però, in questa fase il Tecnico ha incominciato a «lavorare» o «plasmare» l'onda ridotta elettrica ottenendo dei particolari effetti non reali, non naturali, nuovi ed efficaci.

Parallelamente la ricerca artistica, ovvero lo smarrimento artistico, si è fatto intenso; sono nate, così, tutte le nuove tendenze, tutti i nuovi «ismi» nei vari campi dell'Arte.

Si è, così, lavorato molto coi suoni, però senza avere una direttiva razionale-cosciente autentica e di visione sintetica.

Nello stesso tempo i Tecnici si fanno sempre più avanti; invadono sempre più il lavoro proprio tradizionalmente all'Artista in quanto i mezzi e la conoscenza si fanno più complessi e laboriosi.

Questa fase sta per avere termine, o meglio si può considerare già superata colla realizzazione, ancorchè suscettibile di ampi ed impensati sviluppi, del Rhythmicon di Leon Theremin e colla realizzazione dello Strumento Totale o «Synthetizer» recenti in America [5].

Già appartenente alla terza fase può essere considerata la odierna tendenza a considerare il problema stereofonico, sia unito a quello della visione (film stereofonici), che in sè.

Su quest'ultimo punto mi soffermo un po' in quanto l'argomento è attuale ed è suscettibile di qualche sviluppo.

Il problema nelle sue linee generali consiste nell'aumentare l'interesse e l'efficacia artistica destati da una musica, proveniente da una sola sorgente sonora, col fare intervenire le possibilità espressive scaturenti dalla localizzazione, preferibilmente dinamica, delle sorgenti sonore nel panorama di ascolto. Qualcosa di simile avviene in una sala di concerto: molte sono le sorgenti sonore e l'efficacia artistica dipende anche dalla posizione dell'ascoltatore rispetto alle sorgenti, come è noto. Così pure coi moderni sistemi di proiezione cinematografica.

Con opportuna apparecchiatura si potrebbe ottenere la sensazione del movimento, della rapidità o della lentezza, del volume, della profondità, della vicinanza, della direzione e, così, ad esempio, del salire, del scendere, della concetrazione, della diffusione, del guizzare dell'ondulare, potendosi, cogli occhi della mente, immiginare l'oggetto o gli oggetti vibranti esprimenti, invisibili.

Si potrebbe creare un teatro a scene e personaggi invisibili, quasi un teatro di anime: si udrebbe a sinistra una voce sommessa, a destra un'esplosione di suoni, quindi dall'alto discendere una nenia avanzare ed ondeggiare nello spazio per poi dileguarsi alla sinistra, o altri analoghi effetti.

Questa sarebbe la vera musica stereofonica che desterebbe un po' più interesse della musica e una sola sorgente, come il film stereofonico è un po' più interessante del film ad un solo altoparlante.

(5) Vedi il primo articolo di questa serie: «*l'antenna*», aprile 1955, XXVII, n. 4.

E anche per tale via si avrebbe un passo, breve, verso la sintesi.

Questi sviluppi pratici non raggiungeranno mai l'importanza degli sviluppi pratici che non potranno non scaturire dalla diffusione delle conoscenze eufonotecniche, dall'uso delle tabelle della dissonanza di relazione e della natura prima e della formula di composizione musicale eufonotecnica.

Per vagliare tutte le possibilità di espressione musicale ed artistica in generale occorrerebbe considerare le arti elementari e tutte le combinazioni di esse.

Questa casistica è già stata in un certo modo elaborata su un trattato americano [6]. Siffatti studi, abbastanza impegnativi, e che aprirebbero completo l'orizzonte delle possibilità artistiche dei mezzi espressivi umani, non possono neppure essere riassunti in questa breve rassegna perchè ci porterebbero troppo lontano.

10. - L'ACUSTICA E L'EUFONOTECNICA STRUMENTALE NELL'AVVENIRE (possibilità di precalcolare le frequenze, le ampiezze, i timbri, le dissonanze, le nature dei suoni negli strumenti a oscillazione naturale o comandata.

La nuova fase di sviluppo dell'acustica aperta colle realizzazioni del primo compositore automatico di musica e del primo strumento totale e colle applicazioni stereofoniche, sarà caratterizzata da un interesse non più soltanto artistico, non solamente specialistico, non esclusivamente sperimentale ed empirico per tutti questi problemi che non sono più di sola acustica, o di cruda tecnica, o unicamente estetici.

La nuova fase sarà caratterizzata dalla fusione, sia pur ancora parziale, delle conoscenze scientifiche e tecniche colle conoscenze artistiche. Ciò avverrà lentamente, ma sicuramente, grazie ad alcuni importanti lavori nel campo della conoscenza biologica, morfologica, dinamica, psicologica dell'uomo, lavori che già sono nell'aria e nella mente degli intuitivi.

La nuova fase sarà caratterizzata da una visione di sintesi nello studio e nell'uso delle oscillazioni e delle onde che chiamiamo sonore: l'acustica si collegherà alla conoscenza delle strutture molecolari della materia e alla conoscenza essenziale dei fenomeni elettrici, scienze che procederanno a grandi passi determinando una rivoluzione concettuale.

Così sarà possibile precalcolare le frequenze, le ampiezze, i timbri nei nuovi strumenti musicali sia tradizionali che elettronici, o in altro modo costruiti.

Così sarà possibile precalcolare le dissonanze e le nature dei suoni che tali strumenti a oscillazione naturale o comandata potranno rendere.

Tuttavia l'importanza di tali strumenti diminuirà gradatamente coll'imporsi dei nuovi apparecchi sintetici.

11. - L'ACUSTICA E L'EUFONOTECNICA STRUMENTALE NELL'AVVENIRE (possibilità di ottenere tutte le frequenze, le ampiezze, i timbri concentualmente possibili e di ottenere ogni gamma di dissonanza e di nature dei suoni negli strumenti totali.

Con questi Strumenti Totali sarà ottenibile ogni frequenza acustica e ogni ampiezza compatibile coll'orecchio umano,

(6) J. Schillinger, *The Mathematical Basis of the Arts.*

qualsiasi timbro concettualmente determinabile. La casistica dei timbri potrà essere sviluppata e la scelta, l'utilizzazione sarà, così, più facile e nello stesso tempo più sottile. Ogni gamma di dissonanze potrà essere ottenuta, così ogni gamma di nature prime con effetti nuovi ed impensati: grande apporto di materiale alla elaborazione artistica.

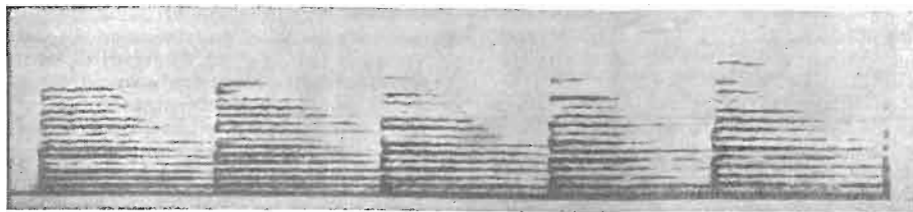



Fig. 5 - Analisi di accordi di pianoforte in suoni puri mediante apparecchio elettronico. Le ordinate sono le frequenze da 80 a 8000 Hz linearmente e le ascisse sono i tempi da 0 a 3 secondi

Il problema del timbro sarà associato e fuso col problema dell'accompagnamento e col problema dell'orchestrazione: il tutto costituirà il problema polifonico isocrono ed extracrono. Anche questo sarà un altro aspetto importante della sintesi: unione dello studio teorico melodico, essenzialmente monofonico, (monofonia extracrona) allo studio di tutti i monofoni utili nell'istante (polifonia isocrona) arrivando, così alla polifonia extracrona dell'opera musicale.

Lo studio teorico circa l'Opera d'Arte e la conoscenza profonda circa l'Individuo e il suo geometrismo e dinamismo permetteranno di prevedere, di precalcolare

Fig. 6 - Diversa ampiezza di risonanza delle fibrille dell'organo del Corti dell'orecchio, con assorbimento energetico diversamente incompleto, a seconda della frequenza, dell'individuo, dell'esperienza. La $\sqrt{l}$ è proporzionale alla frequenza d'oscillazione. L'ampiezza d'oscillazione pendolare dipende dal valore dell'elasticità angolare pendolare della protuberanza, cioè dalla resistenza interna (che è in relazione alle sezioni e alla struttura reticolare molecolare del peduncolo) opposta alla sollecitazione provocata dallo smorzarsi dell'onda sonora del liquido interno sul peduncolo. Lo schema vale in astratto, cioè indipendentemente dalla forma specifica del mezzo oscillante.

gli effetti artistici. Sarà, così, aperta una nuova era al Tecnico-Artista e ai suoi grandi e nuovi mezzi di calcolo e d'espressione e questi sarà affiancato all'Artista puro esecutore-improvvisatore in una gara di superamento che verterà esclusivamente sui mezzi, in quanto nessuna tecnica umana mai sarà più perfetta della Tecnica che Dio Creatore e Plasmatore concreta nei cicli di calcolo e valutazione cerebrale e nell'Animo vibrante dell'Uomo-Artista.

L'eufonotecnica, prodotto dell'intuizione di molti cervelli in un lungo lasso di tempo, sarà così, al termine di questo terzo periodo, pienamente usata a realizzare i rinnovati artistici propositi umani in ogni luogo della terra.

12. - MATURITÀ DEI TEMPI PER LA REALIZZAZIONE E LA PIENA UTILIZZAZIONE DEI PRIMI STRUMENTI TOTALI.

Così attualmente conviene che sia fatto conoscere questo contributo alla umana intelligenza e conviene che le Società e le Fondazioni artistiche diano sviluppo applicativo a questi come ad ogni altro mezzo teorico o pratico volto allo scopo evolutivo nel campo musicale.

Così che decisamente l'uomo si indirizzi verso le realizzazioni rivoluzionarie di questo prospettato terzo periodo. Di questo terzo periodo che è, inoltre, antesignano di altre rivoluzioni interessanti direttamente i problemi sociali ed interiori e, pertanto, più impegnative per l'uomo.

APPENDICE PRIMA

13. - ANALISI GRAFICA ELETTRONICA DEI SUONI.

L'analisi dell'oscillogramma sonoro normale, cioè polifonico, è assai complessa come procedimento teorico (Fermat).

Attualmente esistono degli apparecchi capaci di fare rapidamente l'analisi di un suono nelle frequenze elementari (monofoni) componenti.

Pochi anni fa è stato installato a Milano il primo di tali apparecchi importato in Europa dall'America.

Ecco l'analisi di un suono (fig. 5) impostato nella macchina mediante un nastro magnetico i cui capi sono stati uniti ad anello ed una normale amplificazione.

APPENDICE SECONDA

14. - IL PRINCIPIO DI LEGGEREZZA MAGGIORE.

14. 1. - Premessa.

L'uomo percepisce i suoni, cioè ne distingue le frequenze e le intensità mediante l'organo del Corti dell'orecchio interno. Distingue le frequenze mediante il meccanismo della risonanza o covibrazione tra un'aliquota, di data oscillazione semplice, dell'onda complessa incidente e la fibrilla (protuberanza) di determinato valore di l, corrispondente all'oscillazione semplice suddetta, tra tutte quelle costituenti l'organo del Corti.

Queste fibrille entrano in ampiezza di oscillazione più o meno pronunciata energeticamente, smorzando più o meno l'onda incidente, a seconda della consistenza reticolare e delle sezioni delle fibrille stesse. E dato che la consistenza reticolare e le sezioni delle fibrille sono, nelle varie zone di frequenza, non proporzionali, l'ampiezza d'oscillazione è legata alla frequenza. Osservare la fig. 6 a chiarimento.

Il legame riscontrato sperimentalmente, e dipendente dalla razza, dall'individuo, dall'esperienza, dall'età, tra ampiezza incidente e ampiezza di risonanza è espresso dalla curva dei « fon », come è noto (7).

Ad ogni punto di ogni curva isofonica, cioè di uguale intensità percepita dall'ascoltatore, corrisponde un diverso grado di assorbimento energetico, e, quindi, un diverso valore di forza o pressione sulla membrana del timpano e nell'orecchio interno. Ciò perchè, appunto, si ha una curva e non una linea orizzontale nel diagramma.

A parità di valore di « fon » corrisponde una maggiore o minore sensazione di facilità, di riposo, o perfino una sensazione di forte disturbo fisico-acustico, di dolore, a seconda del valore di pressione esercitata sull'orecchio.

14.2. - Cause.

L'uomo obbedisce al Principio di Leggerezza Maggiore perchè obbedisce alla Legge dell'Egoismo, ovvero vuole avere percezione delle più alte intensità sonore colle minime azioni delle onde sonore sull'orecchio, in base alla sua dotazione di organi.

13.3. - Definizione.

L'uomo preferisce sentire i suoni esercitanti la minima pressione possibile sull'orecchio.

APPENDICE TERZA

15. - IL PRINCIPIO DI OMOGENEITÀ MAGGIORE.

15.1. - Premessa.

Vale anzitutto quanto detto alle premesse dei Principi di Consonanza e di Leggerezza Maggiori. Inoltre quanto segue.

L'uomo distingue il grado di omogeneità generale di andamento diagrammatico tra gli oscillogrammi di più suoni o di uno stesso suono nel tempo. Così distingue se un suono timbrato, di costante intensità sonora e costanti frequenze componenti è una sovrapposizione, di oscillazioni elementari o monofoni, costante come fasi, disegno, organizzazione, oppure se non lo è. Ciò mediante le registrazioni, le rivibrazioni e i cicli, abbastanza semplici, di confronto cerebrali, collegati e dipendenti dalle ricezioni auditive.

Ad un calcolo di confronto semplice corrisponde la sensazione di omogeneità (8). Ad un calcolo complesso corrisponde una sensazione di disturbo, difficoltà, irregolarità, sgradevole come tutte le sensazioni corrispondenti a maggior lavoro cerebrale, in contrapposto a quelle di

(*il testo segue a pag.* 220)

(7) G. Castelfranchi, *Fisica sperimentale ed applicata*, vol. I pag. 775 e in altre opere più specifiche.

(8) Da non confondersi con la sensazione di consonanza. Vedi Principio di Consonanza Maggiore: « *l'antenna* », maggio 1955, XXVII, n. 5 pag. 130.

Semplice Misuratore di Induttanza, Capacità e Frequenza di Risonanza *

di L. F. Sinfield

La misura di piccole induttanze e capacità per uso a radiofrequenza generalmente richiede un elevato grado di precisione e pertanto occorre provvedersi di costosi ponti universali. Se l'uso non è intensivo, ma occasionale, la spesa di acquisto incide troppo pesantemente sull'attrezzatura laboratorio.

Sebbene il metodo di risonanza non dia un'indicazione diretta del valore della induttanza, si fa presto ad allineare tre punti con una riga su un abaco di risonanza e leggere l'induttanza in funzione della capacità e della frequenza.

Come oscillatore si può usare un dynatron, un transitron o un oscillatore a due punti con accoppiamento catodico; ma questo, anche se ci dà delle oscillazioni soddisfacenti, è alquanto complicato a realizzarsi in quanto sono necessarie valvole, alimentatori, ecc., e in ogni caso bisogna misurare separatamente la frequenza.

Qui proponiamo un « adattatore » che lavori con un generatore di segnali campione, in modo da porre in risonanza le induttanze incognite **con un condensatore** calibrato e da dare l'indicazione strumentale della risonanza.

Abbiamo realizzato il campione senza attendercene un alto grado di esattezza, ma provando delle induttanze di valore noto abbiamo ottenuto un'esattezza di misura normale alle alte frequenze. Sostanzialmente si tratta di un rivelatore e di uno strumento d'uscita; il circuito anti-risonante è in serie con lo strumento, il quale accusa uno spiccato ritorno allo zero quando il circuito passa attraverso la risonanza, a causa della elevata impedenza realizzata, appunto, a risonanza.

Abbiamo usato un generatore di tipo corrente per « servizio », modificandolo secondo lo schema a cathode-follower in modo da ottenere un'uscita a bassa impedenza (circa 100 ohm) alla massima uscita, su tutta la gamma da 0,1 a 80 MHz. Se il generatore ha già uno stadio separatore a bassa impedenza di uscita, non richiede alcuna modifica.

Come si vede nello schema, la rettificazione è ottenuta a mezzo di un diodo di germanio (GD5-OA61 o simili); lo strumento è un microamperometro da circa 50 microampere in fondo scala; si intende che la portata e la sensibilità dello strumento non sono essenziali, dato che questo viene usato soltanto per indicare la risonanza; si può usare un indicatore preso da qualsiasi apparecchio ed eventualmente anche uno strumento a zero centrale.

In parallelo allo strumento va collegato un condensatore da 0,1 μF a carta e un altro da 0,001 μF a mica affinchè le placche fisse del condensatore di accordo (da 0,0005 μF) siano a massa dal punto di vista radiofrequenza.

(*) Condensato da *Wireless World* Febbraio 1955, vol. 61, n. 2, pag. 95.

E' noto che i condensatori a carta possono presentare una lieve induttanza alle più alte frequenze, ed è per questo che vi colleghiamo in parallelo un altro a mica di bassa capacità. Lo strumento può essere sostituito da una cuffia telefonica qualora il generatore sia modulato a frequenza acustica: l'accordo è rivelato anche qui dal minimo del segnale acustico. Hanno dato prova soddisfacente sia una cuffia da 100 ohm a bobina mobile che una da 4000 ohm a ferro mobile, ma ovviamente quella di resistenza più alta dà un segnale più forte.

Un sistema molto conveniente sarebbe quello di adottare lo strumento e di aggiungervi uno jack, che a riposo sia in corto circuito, e che consenta l'inserzione di una cuffia ad alta resistenza; così si aumenta la sensibilità della rivelazione in prossimità della risonanza.

Il montaggio deve essere compatto e con i fili corti; le dimensioni complessive sono di circa 10 × 12 cm con un'altezza di 5,5; converrà usare un pannello in bachelite e poi sistemare il tutto in una scatola di legno o di bachelite. Conviene far così anche per evitare che la minima capacità del condensatore venga aumentata. Non abibamo riscontrato nessun disturbo dovuto alla capacità delle mani dell'operatore, a nessuna frequenza.

La scala delle capacità viene tarata usando alcune induttanze di valore noto.

Si opererà nel modo seguente: collegato il generatore se ne regoli l'uscita fino ad avere quasi la deviazione di fondo dello strumento con la bobina già nota a posto; supponiamo che la bobina abbia un'induttanza di 160 μH. Alimentando allora con le frequenze indicate sotto, si tarerà la capacità secondo la tabellina che segue:

550 kHz	500 pF
610 »	400 »
705 »	300 »
865 »	200 »

Al di sotto dei 200 pF è consigliabile usare una bobina ad un solo strato di spire, distanziate, affinchè la capacità della bobina non influisca apprezzabilmente sulla capacità del condensatore alterandone il valore di taratura.

Usando una bobina da 5,5 μH e le frequenze come nella tabella che segue, troveremo i valori di capacità indicati sotto:

4,8 MHz	200 pF
5,5 »	150 »
6,75 »	100 »
7,5 »	80 »
8,7 »	60 »
10,7 »	40 »
15 »	20 »

Si ritiene che questi punti di taratura siano sufficienti; può darsi che i punti più bassi non possano raggiungersi in dipendenza della capacità residua del condensatore usato.

Nella tabellina che segue elenchiamo le misure eseguite su alcune bobine di induttanza nota, dalle quali misure si può dedurre l'errore dello strumento; la capacità era sempre sul **valore di 200** pF.

Frequenza	Valore nom.	Valore misurato
10 MHz	1,23 μH	1,2 μH
5,15 »	4,7 »	4,8 »
4,9 »	5,2 »	5,5 »
2,1 »	28 »	27,45 »
1,8 »	38,5 »	37,5 »
0,63 »	320 »	310 »
0,225 »	2,5 »	2,5 »

Come si vede, l'errore massimo riscontrato è stato del 5%.

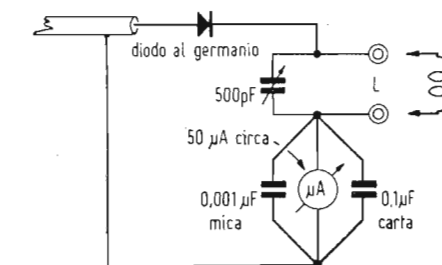



Fig. 1. - Circuito elettrico del misuratore di induttanza e capacità.

E' bene che il condensatore venga usato sui grandi valori della capacità per ridurre l'influenza della capacità propria della bobina; in tal modo però non sempre si riesce ad ottenere un'indicazione dello strumento sufficientemente netta.

Induttanze di grande valore (quali sono quelle delle frequenze intermedie o le bobine per onde lunghe) non possono dare una indicazione dello strumento sufficientemente acuta, a meno che non siano del tipo ad alto Q e con avvolgimento a bassa capacità. Si può ottenere la risonanza, sia fissando la capacità e variando la frequenza, sia viceversa. Se si varia la frequenza, bisogna assicurarsi che l'indicazione dello strumento sia effettivamente dovuta a risonanza e non ad un punto morto delle frequenze emesse dal generatore di segnale; questo si può controllare mantenendo il generatore su quella frequenza e variando invece la capacità, col che si deve avere l'indicazione sullo strumento quando la capacità passa attraverso la risonanza.

Se la forma d'onda del generatore non è sinusoidale, è probabile che il circuito risonerà anche alle armoniche; in tal caso la risonanza da utilizzare è quella che avviene alla frequenza più alta del generatore dei segnali campione.

Si possono misurare piccole capacità sino a circa 480 pF facendo risonare prima una qualsiasi induttanza col condensatore variabile di accordo, poi collegando la capacità

(*il testo segue a pag. 220*)

Generatore di Segnali di Riferimento ad intervalli di Cinquanta Chilohertz*

di Beverly Dudley

UN GENERATORE capace di produrre segnali di riferimento ad intervalli di 50 kHz è uno strumento di misura molto utile per i radioamatori non solo perchè permette di determinare con esattezza i limiti di gamma concessi ma perchè può servire a tarare ricevitori, oscillatori a frequenza variabile (VFO), grid-dip meter, ecc.

Il generatore descritto in questo articolo produce segnali di riferimento ad intervalli di 50 kHz ed ha una buona uscita fino a 30 MHz.

Fig. 1. - Schema elettrico del generatore di segnali di riferimento a intervalli di 50 kHz. Tutti i resistori sono di 1/2 W a impasto, i condensatori sono segnati con capacità in picofarad. C_3 e C_4 sono ceramici; C_5, C_9, C_{10}, C_{11} e C_{13} sono a mica; C_6, C_7, C_8 e C_{12} sono a carta. CR_1 è un raddrizzatore al selenio per 75 mA.

1. - CIRCUITO.

Il circuito di fig. 1, comprende una 6AK5 oscillatrice controllata a quarzo, seguita da una 6U8 triodo-pentodo funzionante da multivibratore e regolata per produrre segnali di riferimento ogni 50 kHz. L'alimentazione è composta da un trasformatore che fornisce 1A a 6,3 V per i filamenti, da un rettificatore al selenio e da un filtro di livellamento comprendente C_1 - C_2 e R_1. Disponendo di un ricevitore con una buona alimentazione si può prelevare da questo la tensione per i filamenti e l'anodica semplificando la costruzione.

L'oscillatore a cristallo usa, come si è detto, una valvola 6AK5 montata in circuito Pierce con la griglia schermo funzionante da placca del circuito a triodo equivalente mentre l'uscita per il multivibratore viene prelevata dalla placca. La frequenza di oscillazione può venir regolata, entro limiti naturalmente non troppo ampi, dai condensatori variabili C_3 e C_4. Il condensatore C_4 serve per aumentare la frequenza mentre C_3 serve a diminuirla leggermente. La capacità massima di C_3 e C_4 è di 170 pF. Il condensatore C_5 collegato in serie a C_4 è stato usato per ridurre la capacità massima e circa 60 pF. Quando il multivibratore non è controllato dall'oscillatore a quarzo la sua frequenza può variare da circa 30 a 80 kHz a seconda della posizione del cursore del potenziometro R_6. Quando invece viene pilotato e funziona a 50 kHz il valore di R_6 è di circa 23.000 Ω.

2. - REGOLAZIONE.

L'oscillatore entra in funzione molto facilmente. Il multivibratore può venir messo a punto con un ricevitore variando il potenziometro R_6 fino a che vengano prodotti segnali di riferimento ad intervalli di 50 kHz. Se si dispone di un oscillografo si può anche regolare la forma d'onda agendo su R_6 fino ad ottenere onde quadre o quasi.

Sono stati provati diversi tipi di cristalli ed in ogni caso il funzionamento è sempre stato regolare. Il multivibratore si sincronizza molto facilmente con cristalli da 200, 400 e 500 kHz. L'oscillatore lavora ancora bene con cristalli da 1000 e 5000 kHz ma il multivibratore non si è potuto sincronizzare con il cristallo da 5 MHz e solo con parecchie difficoltà e non molto soddisfacentemente con il cristallo da 1 MHz. Questo del resto conferma la buona pratica di non usare multivibratori divisori di frequenza controllati a cristallo con fattori superiori a 10.

L'alta precisione, l'ingombro ridotto ed il prezzo modesto del generatore qui descritto lo rendono utile e consigliabile a tutti i radioamatori.

(*Giuseppe Moroni, i1ASM*)

(*) Condensato da *QST*, marzo 1955, vol. 39, n. 3, pag. 14.

(*segue da pag. 219*)
incognita in parallelo e variando l'accordo fino ad ottenere di nuovo la risonanza; la capacità incognita sarà eguale alla differenza fra i due valori di capacità del condensatore di accordo.

Il montaggio dello schema come indicano permette una misura esatta di induttanze sino a 1 μH data la induttanza dei collegamenti interni; tuttavia si è ottenuta una netta indicazione di risonanza fino ai limiti di 20 pF e 0,2 μH alla frequenza di 80 MHz; in realtà l'induttanza esterna era presumibilmente un po' inferiore al valore misurato.

(*p. P. N.*)

nel mondo della TV

Una nave canadese installa la TV

La televisione verrà installata in una nave della Marina Reale Canadese. L'equipaggiamento, fornito dalla Pye Canada Ltd., consiste di un apparecchio televisivo standard a circuito chiuso, che la Marina spera adattare alle sue particolari esigenze.

L'idea, che è nuova, è di comunicare visualmente a vari punti chiave della nave informazioni tattiche fino ad ora trasmesse per telefono.

Una camera TV nella Sala Operazioni verrà messa a fuoco su una carta sulla quale potranno essere segnati i movimenti di apparecchi nemici, di unità di superficie e subacquee, nonchè quelli di navi amiche.

Cinque o sei punti chiave nella nave — il ponte ad esempio — saranno dotati di ricevitori. In questi punti gli ufficiali della nave avranno così un quadro immediato della situazione tattica. La Marina Reale Canadese pone in rilievo che questo schema televisivo è tuttora in una fase iniziale e che l'equipaggiamento viene installato a scopo sperimentale.

(*usib*)

Premesse di Eufonotecnica Teorica

(*segue da pag. 218*)
stessi elementi e trama elaborativa e minor lavoro. È il caso di ricordare che gli strumenti tradizionali in genere, data la unità di struttura e la regolarità di oscillazione, dànno suoni omogenei, mentre non si ottengono suoni omogenei ad esempio usando più generatori di onde elementari o talora nell'orchestra.

15.2 - Cause.

L'uomo considera il Principio di Omogeneità Maggiore perchè obbedisce alla Legge dell'Egoismo, ovvero vuol estrinsecare il minimo sforzo nell'analizzare l'organizzazione delle fasi, delle sinusoidi, dell'oscillogramma dei suoni, in base alla sua dotazione di organi e di esperienza.

15.3 - Definizione.

L'uomo preferisce sentire i suoni dotati della più alta costanza di organizzazione delle fasi, delle frequenze, delle ampiezze, cioè della più alta stabilità di disegno oscillatorio.

(*continua*)

STOCK RADIO

MILANO

Via Panfilo Castaldi 20 Tel. 279.831

SOLAPHON 515.2

Supereterodina 5 valvole miniature - onde medie - corte - Potenza d'uscita 3,5 watt Alimentazione universale - Presa fono.

2 nuovi prodotti

2 prezzi imbattibili

Richiedete listino prezzi e illustrativo

VALIGETTA FONOGRAFICA

Con complesso a 3 velocità con o senza amplificatore.

Parti staccate - Radio ricevitori . Antenne TV - Televisori

ORGAL RADIO

di ORIOLI & GALLO

COSTRUZIONE APPARECCHI RADIO ⊙ PARTI STACCATE

Radiomontatori!

Presso la

ORGAL RADIO

troverete tutto quanto Vi occorre per i Vostri montaggi e riparazioni ai prezzi migliori.

MILANO - Viale Montenero, 62 - Telef. 58.54.94

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA

DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE 'N TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA "PHILIPS"

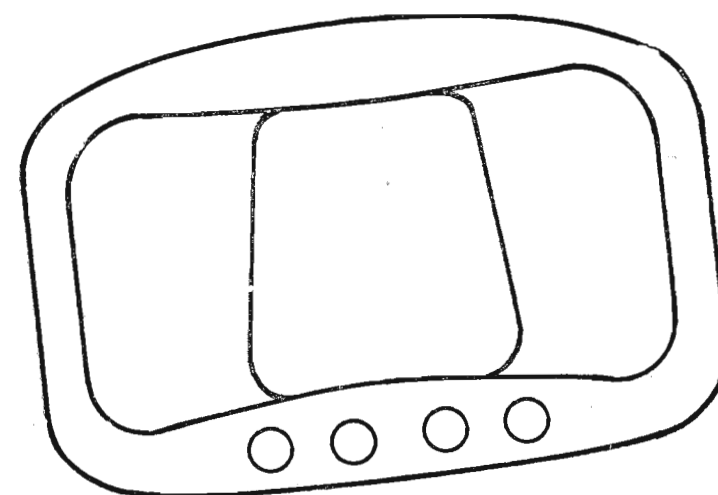
Sede: **MILANO** - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330-48.77.27
Stabilimenti: **MILANO** - VIA G. DEZZA, 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

Gargaradio

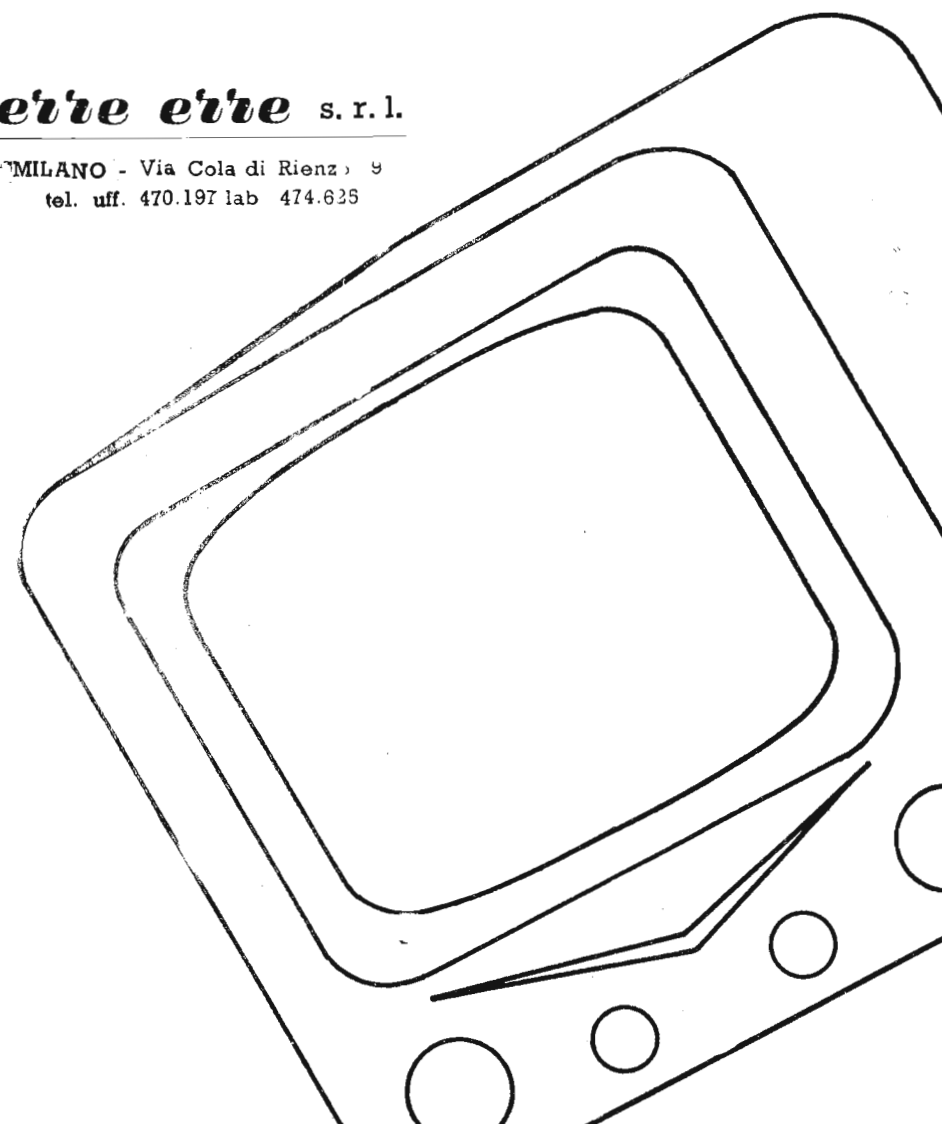
R. GARGATAGLI

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

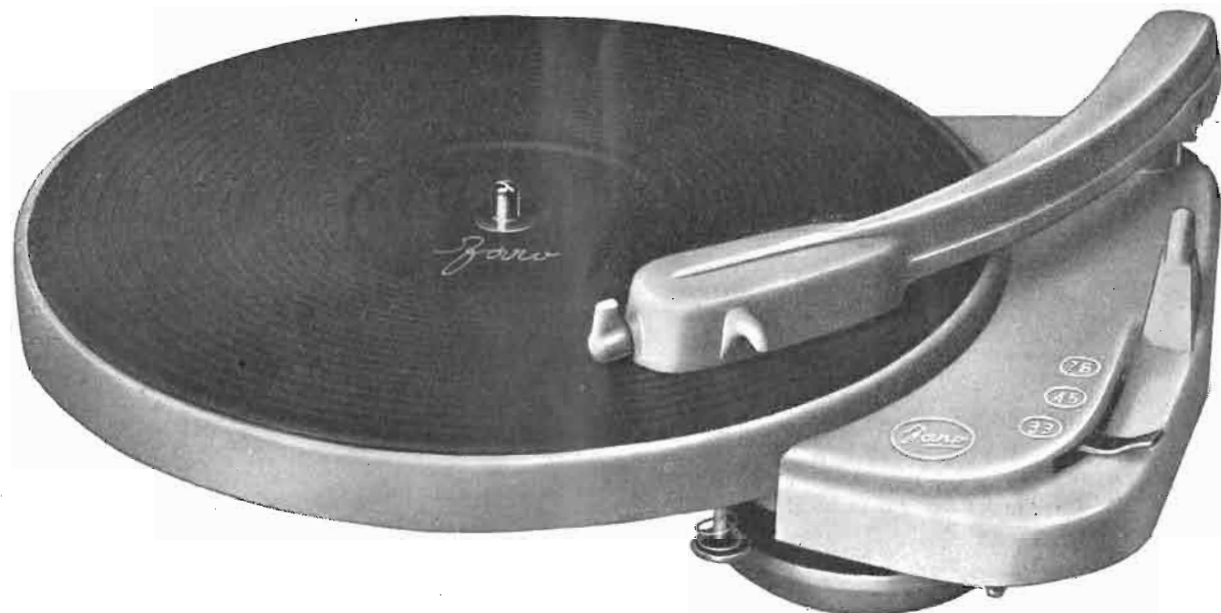
VICTOR

RADIO TELEVISIONE

erre erre s. r. l.

MILANO - Via Cola di Rienzo 9
tel. uff. 470.197 lab 474.625

“Concerto„

il miglior giradischi a tre velocità.....

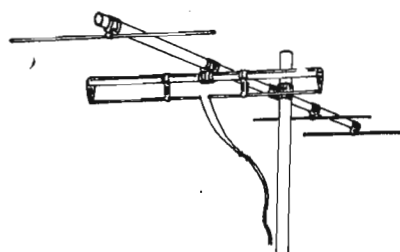
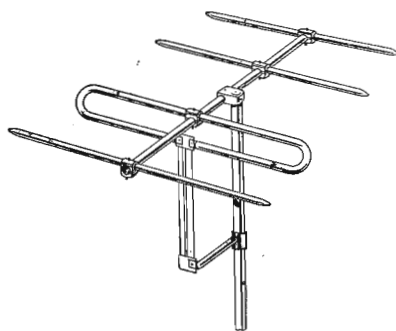
.... è il più economico

s. r. l.

MILANO

VIA CANOVA, 35

TELEFONO **91619**

RACCA Piazza C. Battisti 1 - VERCELLI

Antenne TV ed MF
impianti singoli e collettivi

Antenne per TV di massimo guadagno, perfetti in adattamento e taratura, montaggio rapido e sicuro.

Antenne con rivestimento in materia plastica con ossidazione anodica.

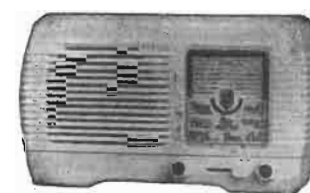
Tutti gli accessori per impianti.

Cercansi rappresentanti per zone libere

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI

FABBRICA APPARECCHI E MATERIALI RADIO TELEVISIVI

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - VIA LECCO, 16 - TELEFONI 221.816 - 276.307 - 223.567

Ansaldino

SERIE MINIATURA 6VT

Apparecchio Super 5 valvole 2 campi d'onde medie e corte, forte, perfetta ricezione, mobiletto bachelite color avorio, verde, rossa, grigio a richiesta.

dimensioni: cm.		
10X17X25	AI RIVENDITORI	L. 11.000
» 14X18X29		» 12.000
» 15X19X33		» 13 500

Tester

1.000 ohm x V.	L. **8.000**
5.000 ohm x V.	L. **9.500**
10.000 ohm x V.	L. **12.000**
20.000 ohm x V.	L. **13.000**
20.000 ohm x V.	L. **17.000**

PROVAVALVOLE ANALIZZATORE
(10000 ohm/volt)

Completo di tutti gli zoccoli per radio e TV - Prova isolamento fra catodo e filamento, prova separata diverse sezioni, controllo corti, prova emissione **L. 30.000**

VASTO ASSORTIMENTO DI MATERIALE RADIO E TV

ANTENNE TELEVISIVE ◆ CAVI ED ACCESSORI PER IMPIANTI ANTENNE TV ◆ STRUMENTI DI MISURA E CONTROLLO RADIO E TV ◆ VALVOLE E RICAMBI RADIO E TV

RICHIEDETE IL NUOVO LISTINO ILLUSTRATO
E VALVOLE

Saldatore rapido istantaneo - voltaggio universale - L. 1.300.

Rag. Francesco Fanelli

VIALE CASSIODORO 3 - **MILANO** - TELEFONO 496056

FILI ISOLATI

FILO LITZ PER TUTTE LE APPLICAZIONI ELETTRONICHE

FILI SMALTATI CAPILLARI

CAVO COASSIALE SCHERMATO PER DISCESE AEREO TV 300 ohm

Ai Signori Costruttori:

Si offre la vendita in esclusiva per differenti Paesi di MOBILI DI BACHELITE per apparecchi televisivi.

Scrivere a Casella 8481 presso l'**Antenna**

MILANO - Via privata Asti, 12
Telefono 462.237

LA MARCA MONDIALE IN VENDITA PRESSO I MIGLIORI NEGOZI

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - UNIONE TIPOGRAFICA Via Pace 19